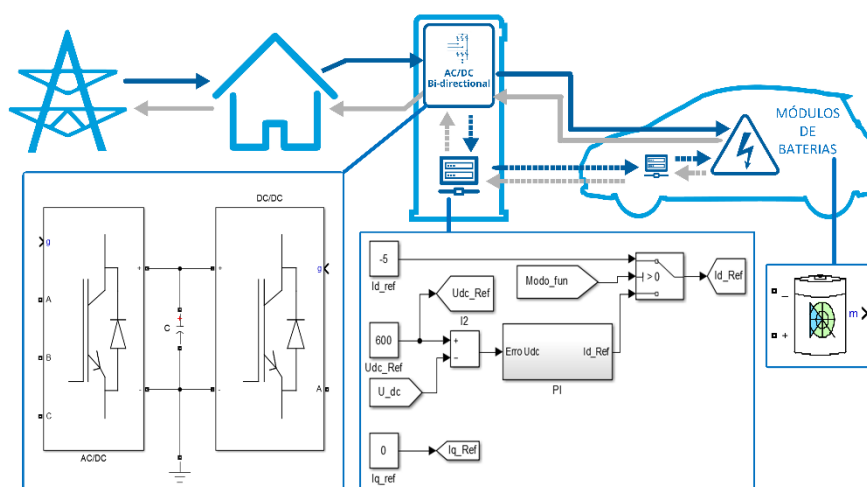


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Sistema de Conversão para Aplicações G2V e V2G

DIOGO MIGUEL DA FONSECA MARINHO
(Licenciado)

Dissertação de Mestrado para Obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Eletrotécnica – Ramo Energia

Orientadores:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves
Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel Redondo
1º Vogal: Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes
2º Vogal: Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Novembro de 2018

Resumo

O objetivo da presente dissertação de Mestrado, é estabelecer o estudo teórico, obter modelos matemáticos e a subsequente avaliação por simulação numérica de carregadores bidirecionais em potência, para veículos elétricos.

A estrutura de um carregador bidirecional para veículos elétricos, pode variar substancialmente, mediante o que são as necessidades de energia efetiva, e do tempo necessária a uma carga completa da bateria.

Um carregador bidirecional em potência permite carregar o veículo elétrico, e realizar o processo inverso, onde esse mesmo veículo passa a fornecer energia à rede, ou seja, o fluxo de energia passa a ser bidirecional, podendo registrar-se nos dois sentidos.

Para que tal seja exequível, quando estamos a carregar as baterias do veículo elétrico, é necessário converter corrente alternada da rede em corrente contínua para o veículo. Quando as baterias se encontram carregadas poderá registrar-se o inverso, nomeadamente, converter corrente contínua em corrente alternada, para que esta energia proveniente do veículo possa ser colocada na rede.

Com efeito, inicialmente estabelece-se o estudo teórico dos diferentes tipos e classificações de carregadores existentes no mercado, isto é, carregadores convencionais, que apenas fornecem energia da rede para o veículo elétrico, e a sua implementação nos diversos tipos de instalações elétricas, públicas e privadas.

Posteriormente, uma vez reunida toda a informação necessária sobre os sistemas já existentes/conhecidos, segue-se o estudo de um carregador bidirecional, e das suas implicações/necessidades quanto à respetiva implementação.

Tendo então por base os objetivos da presente dissertação, foi efetuada a modelação do conversor com comutação a altas frequências, ou seja, do conversor bidirecional, juntamente com os parâmetros de uma bateria de um veículo elétrico, simulando seu comportamento.

Uma vez reunidos e compilados os dados resultantes da simulação efetuada, segue-se a implementação laboratorial, tendo como princípio a utilização de um protótipo experimental, constituído por dois módulos trifásicos de potência, sendo um

para conversão de corrente alternada para corrente contínua, e o outro para elevar ou reduzir a tensão contínua, conforme as necessidades do modo funcionamento imposto.

Por fim, efetua-se a validação do modelo de simulação numérica através da comparação dos resultados obtidos em ambos os casos, numérica e experimental.

Palavras-Chave: Carregador Bidirecional, Veículos Elétricos, Conversor AC/DC, DC/AC e DC/DC

Abstract

This Master thesis aims to make the theoretical study and the respective evaluation by simulation of a two-way charger for electric vehicles. Electrical vehicles chargers can be very different, depending on the power needs of the vehicle battery.

The structure of a bidirectional charger for electric vehicles can differ substantially, depending on the amount of energy they need and the time we have to fully charge them.

Bidirectional chargers allow charging the electric vehicle, but they also allow the inverse functionality, the possibility that the vehicle can also provide power to the grid. This means that the power can flow in both directions.

When the battery of the electrical vehicle is charging, it's necessary to convert alternated current in direct current, the power flows from the grid to vehicle. When the battery is completely charged, the vehicle can provide himself power to the grid, converting direct current in alternate current.

Initially, a theoretical study is carried out on the types and classifications of chargers known in the market, conventional chargers, which only provide power from the grid to the vehicle, and its implementation in the different types of public and private electric facilities. Subsequently, we will study and test a bidirectional charger, as well as its implementation and consequences.

Therefore, the high-frequency converter and bidirectional converter will be simulated, together with the parameters of a battery pack of an electric vehicle.

The laboratory implementation was based on a prototype with two three-phase power modules, one for converting AC current in DC and the other as a buck/boost converter, depending on the power flow of the system.

Lastly, the experimental results will be compiled in order to validate the implemented model in Matlab/Simulink.

Key-Words: Bidirectional Three-Phase Charger, Electric Vehicles, AC/DC Converter, DC/AC and DC/DC.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, quero expressar a minha profunda gratidão aos meus orientadores Doutor Miguel Chaves e Doutor Paulo Gambôa, por abraçarem o tema proposto com grande entusiasmo, pela sua orientação, partilha de conhecimento e disponibilidade.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa e à Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação, por disponibilizar os meios necessários à realização da dissertação.

Aos meus pais, Francisco Marinho e Marta Marinho, por todo o apoio, carinho, amor, incentivo e dedicação para que o meu percurso académico se pudesse realizar.

À Engenheira Patrícia Ribeiro, por me acompanhar em todos os momentos da minha vida. Ao meu irmão, Daniel Marinho, por todo o apoio e motivação. Aos meus afilhados, Martim Marinho e Lara Marinho, pelo carinho, brincadeiras e distrações. À minha madrinha, Lúcia Marinho, pela dedicação e carinho demonstrado desde sempre para comigo.

A todos os meus amigos e professores de licenciatura e mestrado do ISEL, que partilharam comigo os seus conhecimentos, e colaboraram de alguma forma, direta ou indireta, para a realização desta dissertação.

Por último, mas não menos importante, à Rita Silva, Aurora Sousa, Alberto Silva, Liliana Marinho, João Espada, João Martins, Francisco Lemos, Flávio Lopes, João Araújo e João Semedo pela sua amizade e apoio.

Abreviaturas

AC – Alternate Current

DC – Direct Current

DSP – Digital Signal Processing

G2V – Grid to Vehicle

G.P.L. – Gás de Petróleo Liquefeito

GTO – Gate Turn-Off Thyristor

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

ITAE – Integral of Time and Absolute Error

LI-ION – Lithium-ion

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PI – Proporcional Integral

PLL – Phase-Locked Loop

PWM – Pulse Width Modulation

QEE – Qualidade de Energia Elétrica

REE – Rede de Energia Elétrica

RTIEBT – Regras Técnicas das Instalações Elétricas de Baixa Tensão

SOC – State of Charge

SRF – Synchronous Reference Frame

THD – Total Harmonic Distortion

UPS – Uninterruptable Power Supply

V2G – Vehicle to Grid

Simbologia

C – Condensador, [Farad, F]

C_{DCLINK} – Condensador de interligação entre conversores, [Farad, F]

$[C]$ – Matriz de transformação de concordia

$[C]^T$ – Transposta da matriz da transformação de concordia

$dq0$ – Sistema de coordenadas de Park.

F_S – Fluxo numa bobina, [Weber, Wb]

f_α, f_β – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente α e β

f_1, f_2, f_3, f_4 – Funções de comando dos semicondutores

f_d, f_q – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa

i – Corrente, [Ampere, A]

i_1, i_2, i_3 – Correntes da rede trifásica, [Ampere, A]

i_{123} – Correntes no sistema de coordenadas 123, [Ampere, A]

i_{bat} – Corrente da bateria, [Ampere, A]

i_C – Corrente no condensador do barramento DC, [Ampere, A]

i_{dq} – Correntes no sistema de coordenadas dq , [Ampere, A]

i_o – Corrente do barramento DC, [Ampere, A]

i_R – Corrente à saída do conversor, [Ampere, A]

$i_{\alpha\beta}$ – Correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, [Ampere, A]

k_c – Constante do controlador

k_p – Constante proporcional

k_i – Constante integral

L – Indutância, [Henry, H]

L_1, L_2, L_3 – Filtro indutivo da rede trifásica, [Henry, H]

L_{AC} – Indutância da rede trifásica, [Henry, H]

N_S – Número de espiras numa bobina.

p – Potência instantânea [Watts, W]

P – Potência ativa [Watts, W]

$[P]$ – Matriz transformação de Park

$[P]^T$ – Transposta da matriz de transformação de Park

Q – Potência reativa [Volt-Ampere reativo, VAr]

R – Resistência, [Ohm, Ω]

R_1, R_2, R_3 – Resistência de linha da rede trifásica, [Ohm, Ω]

R_{AC} – Resistência do ramo AC, [Ohm, Ω]

R_{DC} – Resistência do ramo DC, [Ohm, Ω]

S – Potência aparente [Volt Ampere, VA]

S_1, S_2, S_3 – Semicondutores superiores para os 3 braços/ramos

S_1', S_2', S_3' – Semicondutores inferiores para os 3 braços/ramos

u_{BAT} – Tensão na bateria [Volt, V]

U_{dc} – Tensão no barramento DC, [Volt, V]

u_d, u_q – Tensão segundo a componente direta e inversa, [Volt, V]

u_{REE} – Tensão da rede de energia elétrica [Volt, V]

u_{T1}, u_{T2} – Tensão nos semicondutores do conversor DC/DC [Volt, V]

u_{zDC} – Tensão equivalente dos elementos do lado DC [Volt, V]

u_α, u_β – Tensão segundo a componente α e β , [Volt, V]

V_A, V_B, V_C – Tensões da rede trifásica, [Volt, V]

X_{123} – Grandeza em coordenadas 123

$X_{\alpha\beta\gamma}$ – Grandeza em coordenadas $\alpha\beta\gamma$

X_{dq0} – Grandeza em coordenadas $dq0$

$\alpha\beta\gamma$ – Sistema de coordenadas Alfa Beta Gama

θ – Desfasamento entre α e d , [Graus, °]

Δ – Largura de banda dos controladores histeréticos

φ – Desfasamento entre a primeira harmónica da tensão e corrente [radiano, rad]

τ_e – Atraso estatístico, [segundos, s]

τ_c – Constante do controlador PI, [segundos, s]

τ_a – Constante do controlador PI, [segundos, s]

ω – Velocidade angular, [radianos por segundo, rad/s]

Índice

Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos	4
1.3 Organização e Estrutura do Documento	5
Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G	7
2.1 Carregadores de veículos elétricos	8
2.1.1. Carregadores On-Board e Off-Board	10
2.1.2. Carregadores Unidirecionais e Bidirecionais	11
2.1.3. Carregadores condutivos	13
2.1.4. Carregadores indutivos	13
2.2 Conversores AC/DC	15
2.3 Qualidade da Energia Elétrica	16
Capítulo 3 – Sistemas de Conversão	19
3.1 Sistema de conversão V2G reversível	20
3.2 Ondulador de Tensão Trifásico	22
3.2.1 Modelo Matemático em Coordenadas 123	24
3.2.2 Modelo Matemático em Coordenadas $\alpha\beta\gamma$	27
3.2.3 Modelo Matemático em Coordenadas $dq0$	30
3.2.4 Sincronismo com a Rede Elétrica	33
3.3 Modelo do Conversor DC/DC	35
3.4 Controlo do Sistema de Conversão	37
3.4.1.1 Controlo das correntes AC com modulador PWM	37
3.4.1.2 Conversor AC/DC – Controlo das correntes AC com controladores Histeréticos	41
3.4.2 Balanço de Potências entre a REE e o conversor	44
3.4.3 Controlo da Tensão U_{dc} pelo conversor AC/DC	46
3.4.4 Controlo de Corrente pelo Conversor DC/DC	47

3.4.5	Controlo da Tensão U_{dc} pelo conversor DC/DC	48
Capítulo 4 – Resultados de Simulação e Experimentais		51
4.1	Simulação Numérica.....	52
4.2	Implementação Laboratorial	64
4.2.1	Caraterização do procedimento experimental.....	65
4.2.2	Controlo dos Conversores.....	71
4.3	Comparação entre Resultados de Simulação e Experimentais.....	72
Conclusões		79
5.1.	Conclusões Finais	79
5.2.	Perspetivas futuras	80
Bibliografia		83
Anexos.....		A1
Anexo I – Transformação de Coordenadas 123 para $\alpha\beta$		A1
Anexo II – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para $dq0$		A5

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Posto de carregamento de VE.	8
Figura 2.2 - Carregadores On-Board e Off-Board [ABB, 2013].	11
Figura 2.3 - Trânsito de energia de um carregador Unidirecional, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].	11
Figura 2.4 - Trânsito de energia de um carregador Bidirecional, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].	12
Figura 2.5 - Carregadores condutivos [ABB, 2013].	13
Figura 2.6 - Carregador indutivo, implementado na via de circulação, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].	14
Figura 2.7 - Carregador indutivo, implementado na via de circulação [Yilmaz, Murat; 2013].	14
Figura 2.8 - Conversor AC/DC, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].	15
Figura 3.1 - Diagrama de carregamento V2G, [Newmotion – 2018].	20
Figura 3.2 - Circuito a implementar.	21
Figura 3.3 - Esquema global do conversor e da REE.	23
Figura 3.4 - Diagrama fasorial, posição relativa entre o referencial 123 e o referencial $\alpha\beta\gamma$	28
Figura 3.5 - Diagrama fasorial. Posição relativa entre ref. $\alpha\beta$ e dq	31
Figura 3.6 - Diagrama Fasorial. Posição relativa entre os ref. $\alpha\beta$ e dq	34
Figura 3.7 - Diagrama Fasorial. Posição relativa entre os ref. $\alpha\beta$ e dq . Posicionamento do vetor d sobre a tensão u	34
Figura 3.8 - Conversor DC/DC, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].	36
Figura 3.9 - Malha de controlo de corrente.	38
Figura 3.10 - Diagrama de blocos, malha de corrente [Lopes, F.; 2016].	39
Figura 3.11 - Condição de estabilidade [Tan, Siew-Chong; 2012].	42
Figura 3.12 - Controlador histerético [Tan, Siew-Chong; 2012].	43
Figura 3.13 - Controlo de corrente por histerese.	43
Figura 3.14 - Diagrama de blocos para controlo da tensão U_{dc} [Lopes, F.; 2016].	47
Figura 3.15 - Diagrama de blocos para controlo de corrente DC/DC.	48
Figura 3.16 - Circuito de saída do conversor.	49
Figura 3.17 - Diagrama de blocos, com controlador PI, para o controlo de tensão [Lopes, F.; 2016].	50

Figura 4.1 - Modelo em <i>Matlab/Simulink</i>	51
Figura 4.2 - Representação da Rede de Energia Elétrica.	52
Figura 4.3 - Parâmetros da REE.....	52
Figura 4.4 - Subsistema de controlo do conversor AC/DC.	53
Figura 4.5 - Subsistema de transformação de coordenadas.	53
Figura 4.6 - Subsistema de cálculo das correntes de referência.	55
Figura 4.7 - Controlador histerético.	55
Figura 4.8 - Painel de controlo do conversor DC/DC.	56
Figura 4.9 - Controlo do modo de funcionamento.....	56
Figura 4.10 - Controlador PI.	57
Figura 4.11 - Controlo de grandezas numéricas.....	57
Figura 4.12 - Comparador histerético para controlo do conversor DC/DC.....	57
Figura 4. 13 - Modelo da bateria [Tremblay, O.; 2009].	58
Figura 4.14 - Curva característica de descarga da bateria.	59
Figura 4.15 - Tensões (a) e correntes (b) por fase.	60
Figura 4.16 - Tensão e corrente na fase 1.....	60
Figura 4.17 - Correntes dq (a), tensão e corrente (b) no ramo da bateria.	60
Figura 4.18 - Tensão e corrente na fase 1, com i_q	61
Figura 4.19 - Tensões (a) e correntes (b) do sistema.....	62
Figura 4.20 - Tensão e corrente na fase 1.....	62
Figura 4.21 - Correntes dq (a), tensão e corrente (b) no ramo da bateria.	63
Figura 4.22 - Tensão e corrente na fase 1.....	64
Figura 4.23 - Circuito de implementação laboratorial.	65
Figura 4.24 - Conversor AC/DC e DC/DC.....	66
Figura 4.25 – Autotransformador.	68
Figura 4.26 - Indutâncias e transformador de interligação com a REE.....	69
Figura 4.27 - Transformador com tensões de amostragem.....	69
Figura 4.28 - Fonte de tensão DC. Figura 4.29 - Fonte de sinal.....	69
Figura 4.30 - Osciloscópio digital.....	70
Figura 4.31 - Sonda de tensão ativa.....	70
Figura 4.32 - Diagrama de blocos com a implementação do controlo do conversor AC/DC.....	71
Figura 4.33 - Diagrama de blocos com a implementação do controlo do conversor DC/DC.	72

Figura 4.34 - Regime dinâmico do conversor DC/DC.....	73
Figura 4.35 - Regime permanente dos conversores AC/DC e DC/DC.	74
Figura 4.36 - Regime dinâmico, escalão de i_d	75
Figura 4.37 - Regime dinâmico, escalão de i_q	76
Figura 4.38 - Regime dinâmico, tensão do barramento DC, escalão i_q	77
Figura 4.39 - Tensão no barramento DC e correntes segundo o referencial dq0.....	78
Figura A.1 - Referencial em coordenadas 123.	A1
Figura A.2 - Desfasamento de α e β	A2
Figura A.3 - Referencial girante e estacionário.....	A5

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 - Tabela resumo do tipo de carregadores.....	9
Tabela 3.1 - Modos de funcionamento.	22
Tabela 3.2 - Tensões consoante as funções de comando dos semicondutores.	25
Tabela 3.3 - Tensão e corrente consoante a função de comando.....	37
Tabela 3.4 - Parâmetros do controlador proporcional integral para o controlo de tensão.	50
Tabela 4.1 - Elementos do subsistema de transformação de referenciais e sincronismo com a REE.	54
Tabela 4.2 - Subsistema para o cálculo das correntes de referência.	55
Tabela 4.3 - Parâmetros de funcionamento do controlador histerético.	56
Tabela 4.4 - Parâmetros da Bateria.....	58
Tabela 4.5 - Parâmetros de simulação, G2V.....	59
Tabela 4.6 - Parâmetros de simulação G2V, com i_q	61
Tabela 4.7 - Parâmetros de simulação V2G.....	62
Tabela 4.8 - Parâmetros de simulação V2G, com i_q	64
Tabela 4.9 – Caraterísticas do módulo integrado de potência.....	66
Tabela 4.10 – Caraterísticas do transdutor de corrente.	67
Tabela 4.11 - Caraterísticas do transdutor de tensão DC.	67
Tabela 4.12 - Caraterísticas do acoplador ótico.	68
Tabela 4.13 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico do conversor DC/DC.	73
Tabela 4.14 - Parâmetros utilizados no ensaio de regime permanente.....	74
Tabela 4.15 - Parâmetros utilizados em regime dinâmico, escalão de i_d	75
Tabela 4.16 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico, escalão de i_q	76
Tabela 4.17 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico escalão i_q	77
Tabela 4.18 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico escalão i_d	78

Capítulo 1 – Introdução

Neste capítulo é descrita a motivação e os principais fatores que levaram à abordagem da presente dissertação, assim como os objetivos propostos para a mesma, e de forma adjunta, a estrutura e organização deste mesmo documento.

1.1 Motivação

A utilização do automóvel como meio de locomoção dos seres humanos tem vindo a revelar-se cada vez mais, uma necessidade constante de crescimento exponencial ao longo dos anos. Podemos desta forma afirmar que é um fato indissociável desta utilização do automóvel por parte da humanidade no seu dia-a-dia, o consumo de combustíveis fósseis e derivados, recursos que são limitados, e cujas reservas disponíveis, de acordo com os últimos estudos efetuados, se aproximam cada vez mais do seu fim.

Estamos então perante um problema efetivo que impele à procura de energias alternativas, capazes de satisfazer as necessidades instaladas e futuras, sabendo que os sistemas atuais dependentes deste tipo de combustíveis fósseis têm o seu horizonte de exploração perfeitamente definido.

Por outro lado, o consumo de energias fósseis representa uma pegada ecológica considerável, com consequências extremamente nefastas na qualidade de vida atual e futura [Abreu, Alexandre; 2009].

Esta situação é notável nas doenças resultantes direta ou indiretamente da poluição provocada pelos mesmos, não só nas pessoas como também em todo o meio envolvente, o que já levou inclusivamente a que grandes cidades como por exemplo Berlim, Paris, Bruxelas, Londres, Oslo, entre outras, implementassem limitações à utilização deste tipo de veículos, seja por zonamento, seja até mesmo por número máximo de dias de utilização.

Desta forma, mais que uma necessidade, a procura de energias alternativas é uma obrigação da humanidade com vista à sua sustentabilidade, dir-se-á mesmo com vista à sua sobrevivência, um de entre os muitos desafios que a presente geração e as que se lhe seguirem terão de enfrentar.

Cumulativamente à identificação de energias alternativas aos combustíveis fósseis, é também necessário mudar e educar mentalidades, para novos hábitos de mobilidade e quotidiano das pessoas, é necessário mudar este paradigma de dependência e comodismo associado à utilização de veículos próprios, sem esquecer também o que alguns consideram como heresia, quando se trata de veículos de alta performance onde o som do motor é algo que os amantes deste setor específico de

Capítulo 1 – Introdução

viaturas não abdicam, como se costuma dizer na gíria popular, num veículo elétrico, não se ouve nada, não se ouve o barulho, o “ronronar” do motor.

Veja-se por exemplo o caso da BMW, onde este estigma levou à inclusão de um sistema simulador do som emitido por um motor V8, para que os clientes sentissem num veículo híbrido, a mesma sensação de condução de um carro desportivo de alta performance, classe onde pretenderam inserir a viatura em questão.

Os veículos elétricos podem e serão seguramente um possível contributo a este nível, no entanto nesta nova “corrida ao ouro”, existem ainda grandes entraves e barreiras a superar, para que os veículos elétricos se possam afirmar definitiva e sustentavelmente no mercado automóvel.

Para que seja possível carregar o veículo elétrico, é necessário um posto de carregamento elétrico.

Atualmente já existe uma variada oferta de postos de carregamento para implementação em locais públicos e/ou privados. Contudo, a sua implementação em instalações elétricas, novas ou existentes, requer bastante cuidado e atenção.

Esta é uma das principais preocupações adjacentes à implementação de veículos elétricos, nomeadamente, a remodelação de infra-estruturas para que seja possível o carregamento dos veículos.

Em Portugal, já se começaram a dar os primeiros passos para padronizar a implementação de carregadores de VE (Veículos Elétricos) nos diferentes tipos de instalações elétricas, através da publicação do *“Guia Técnico das Instalações Elétricas para a Alimentação de Veículos Elétricos”*, da autoria da Comissão Técnica de Normalização Eletrotécnica – CTE 64, através da aplicação e interpretação das Regras Técnicas das Instalações Elétricas de Baixa Tensão (RTIEBT). No entanto, este guia já não poderá ser aplicado para sistemas de carregamento por indução, existindo por isso alguns pontos a analisar futuramente. Os carregadores bidirecionais em potência não existem no mercado atual de postos de carregamento para veículos elétricos, dado que o conceito V2G ainda se encontra no âmbito académico.

É assumido e fato consumado, que uma grande percentagem da produção de energia elétrica provem de combustíveis fósseis, como o carvão ou o gás natural, e é reconhecido o esforço e dedicação na substituição destes por energias de fontes renováveis, contribuindo para que, cada vez menos, seja consumida energia elétrica de fontes não renováveis, abrindo-se desta forma a janela de oportunidade para a

Capítulo 1 – Introdução

implementação dos veículos elétricos, visando a substituição de outros veículos mais poluentes como os veículos a diesel, gasolina e G.P.L (Gás de Petróleo Liquefeito).

Os veículos elétricos, podem ser vistos como sistemas de armazenamento de energia, uma vez que possuem baterias onde essa energia é conservada para a sua posterior utilização. O armazenamento de energia é uma componente essencial para um cenário de energia sustentável.

Assim sendo, quando carregamos um veículo elétrico, estamos a armazenar energia nas suas baterias para que este se possa deslocar, ou seja ocorre um trânsito da rede de energia elétrica para o veículo elétrico.

Por sua vez, o veículo elétrico para poder ser acionado, necessita de energia elétrica armazenada nas suas baterias. Estamos assim num loop de produção e consumo, um ciclo “fechado” entre o veículo e a rede, onde o veículo apenas consome e a rede apenas fornece, um ciclo onde para se poder armazenar energia elétrica, é necessário que o veículo esteja conectado à rede de distribuição de energia elétrica.

É então extremamente interessante e ambicioso, observar o veículo como uma fonte de energia, sendo necessário tornar o trânsito de energia inverso ao convencional, podendo assim a energia elétrica do veículo ser restituída à rede. Todo este pressuposto poderá ter inúmeras aplicações, como por exemplo, armazenar energia elétrica quando esta é mais barata e restitui-la há rede quando o seu preço for mais elevado.

1.2 Objetivos

Face a tudo o que já foi anteriormente disposto, a presente dissertação tem os seguintes objetivos:

- 1) Estudo dos principais sistemas de carregamento de veículos elétricos existentes;
- 2) Modelação de um conversor AC/DC e DC/DC para o sistema de carregamento das baterias de um veículo elétrico;
- 3) Síntese do controlador do sistema;
- 4) Implementação e simulação do sistema de carregamento, utilizando o software *Matlab/Simulink*;

- 5) Ensaio experimental de um protótipo em laboratório;
- 6) Comparação dos resultados experimentais com os resultados obtidos em simulação numérica;
- 7) Elaboração do documento escrito da dissertação e respetivo artigo científico.

1.3 Organização e Estrutura do Documento

A presente dissertação de mestrado subdivide-se em 6 capítulos, sendo que o primeiro capítulo é a Introdução ao tema selecionado, contextualizando o mesmo e apresentando a respetiva motivação e objetivos, para a realização da dissertação, assim como a sua organização e estrutura.

No segundo capítulo, *Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G*, são descritos os diferentes tipos de carregadores de veículos elétricos, os conversores AC/DC, DC/DC e o seu impacto na Qualidade de Energia Elétrica.

Passando para o terceiro capítulo, *Sistemas de Conversão*, é apresentado o modelo do conversor estático de potência, começando pelo sistema de coordenadas 123, transformando o mesmo sistema em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e posteriormente em $dq0$. É descrito o tipo de modulador utilizado e o seu sincronismo com a REE (Rede de Energia Elétrica). São dimensionados os ganhos controladores de corrente e tensão para a implementação em simulação. Por fim é apresentado o modelo de simulação e parâmetros recorrendo à *toolbox SimPowerSystem* do *Matlab/Simulink*.

Relativamente ao capítulo 4, *Resultados de Simulação e Experimentais*, é apresentada em detalhe o modelo global para a simulação em *Matlab/Simulink*, nomeadamente os blocos utilizados e respetivos parâmetros da simulação numérica. É ainda descrita a implementação laboratorial, os equipamentos a utilizar e o procedimento necessário para a obtenção dos resultados laboratoriais. Por último, são comparados os resultados obtidos em simulação numérica e implementação laboratorial para validação do modelo.

No capítulo de conclusões, são descritas as conclusões obtidas no decorrer desta dissertação, com a análise dos resultados obtidos em simulação numérica e experimentais, assim como perspetivas futuras.

Capítulo 1 – Introdução

Na Bibliografia, são referenciados todos os documentos que serviram de suporte à elaboração desta dissertação, e que com efeito dão corpo e sustento fático à mesma.

Nos Anexos, são apresentados todos os elementos necessários à compreensão e elaboração da presente dissertação, nomeadamente o cálculo das matrizes que possibilitam a transformação de coordenadas de sistemas trifásicos (tensões e correntes).

Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G

Neste capítulo são abordados os diferentes tipos de carregadores de veículos elétricos existentes, as suas características elétricas e físicas, o tipo de bateria a que se destinam e o tipo de infraestrutura elétrica necessária para o seu bom funcionamento.

Serão também abordados os conversores utilizados nestes carregadores, assim como a problemática da Qualidade de Energia Elétrica na Rede Elétrica, associada ao processo de carregamento de baterias de veículos elétricos.

2.1 Carregadores de veículos elétricos

Como já referido anteriormente, existe uma grande variedade de postos de carregamento para veículos elétricos, como por exemplo o posto de carregamento da Figura 2.1.

Assim sendo, é necessário classificá-los e organizá-los mediante as suas características e funcionalidades.

Podemos classificar os carregadores de veículos elétricos em dois grandes grupos:



Figura 2.1 - Posto de carregamento de VE.

- **Carregadores On-board [Yilmaz, Murat; 2013]:**

O conversor é colocado no interior do veículo elétrico, sendo apenas necessário uma fonte de energia para o carregar.

- **Carregadores Off-board [Yilmaz, Murat; 2013]:** O conversor é colocado num posto de carregamento exterior ao veículo elétrico, não exigindo que o veículo possua conversor on-board, sendo apenas necessário um meio de conexão entre o veículo elétrico e o posto de carregamento.

Podemos ainda dividir os conversores em:

- **Unidirecionais [Yilmaz, Murat; 2013]:** Apenas existe trânsito de energia elétrica da rede para o veículo elétrico.
- **Bidirecionais [Yilmaz, Murat; 2013]:** O trânsito de energia elétrica pode dar-se da rede para o veículo ou do veículo para a rede.

É ainda possível classificar os carregadores mediante a energia elétrica disponibilizada:

- **Nível 1 [Yilmaz, Murat; 2013]:** Carregamento lento, monofásico, tipicamente utilizado em residências, e locais onde o objetivo é por exemplo, carregar o veículo durante o período noturno para ser utilizado no dia seguinte. A potência ativa disponível ronda os 1,8 kW e, normalmente são carregadores on-board.
- **Nível 2 [Yilmaz, Murat; 2013]:** É o primeiro nível a utilizar, quer em instalações de carácter público, quer em instalações de carácter privado.

Podem ser trifásicos ou monofásicos, em função de necessidades mais específicas do veículo e/ou da instalação elétrica a montante. A potência ativa fornecida por estes carregadores varia entre uma gama de 1,8 kW e 19,2 kW. Devido à robustez necessária dos conversores, é necessário que este seja off-board. Podem efetuar o carregamento do veículo em AC ou DC

- **Nível 3 [Yilmaz, Murat; 2013]:** Carregamentos rápidos, normalmente utilizados em postos de abastecimento em autoestradas. São carregadores off-board e trifásicos, operando a tensões elevadas, fazendo a conversão de AC para DC.

Para o carregamento de veículos elétricos, existe ainda outra possível organização dos mesmos, sendo essa:

- **Carregadores condutivos [Yilmaz, Murat; 2013]:** Utilizam contato direto e cablagem entre o veículo elétrico e a tomada. É a mais comum e pode ser utilizada em carregadores de nível 1, 2 ou 3.
- **Carregadores indutivos [Yilmaz, Murat; 2013]:** Transferência de energia magneticamente, sem qualquer cablagem ou conexão física entre o posto de carregamento e o veículo elétrico.

Na Tabela 2.1 estão então resumidos os tipos de carregadores de VE.

Tabela 2.1 - Tabela resumo do tipo de carregadores.

Carregadores de Veículos Elétricos	Nível 1		Nível 2	Nível 3
	Potência Ativa	Até 1,8 kW	De 1,8 kW a 19,2 kW	A partir de 19,2 kW
	Alimentação	Monofásico	Monofásico ou Trifásico	Trifásico
		On-board	Off-board	Off-board

2.1.1. Carregadores On-Board e Off-Board

Conforme anteriormente descrito, nos carregadores On-board, o conversor é colocado no interior do veículo elétrico.

A sua grande vantagem é tornar o carregamento das baterias do veículo, o mais simples possível para o utilizador, pois basta conectar o veículo a uma tomada que esteja preparada para o efeito.

No entanto, devido ao peso e ao espaço necessário para a implementação do conversor no veículo, é uma solução limitativa na construção do próprio veículo.

Este tipo de carregadores destina-se a situações de uso esporádico ou de pequenas deslocações entre carregamentos, dado que o tempo de carregamento das baterias do veículo elétrico é bastante elevado, uma consequência direta das limitações de potência e do conversor do próprio veículo.

Em virtude disso, são portanto os mais comuns para carregamento doméstico e para veículos de baixa autonomia, como motas dotadas de um motor elétrico.

Contrariamente aos carregadores On-Board, os carregadores Off-Board são implementados exteriormente ao veículo elétrico, funcionando como estações de carregamento fixas, de maiores dimensões e mais robustas, visto que os fatores dimensão e peso, deixam de ter a relevância que têm para os carregadores On-Board.

São habitualmente implementados, em zonas de estacionamento apenas destinadas a carros elétricos, como parques de estacionamento públicos e privados, áreas de serviço, condomínios, entre outros. Apenas é necessário que o utilizador possua a cablagem e tomada, necessária à sua conexão com o veículo elétrico, sendo esta normalmente fornecida com o próprio carregador.

Uma vantagem acentuada dos carregadores Off-Board perante os carregadores On-Board, é o facto de estes oferecerem a possibilidade de carregar mais que um veículo no mesmo posto de carregamento, ou seja, existem carregadores Off-Board que têm mais que uma saída disponível para o carregamento de veículos elétricos

Estes carregadores, são utilizados para situações em que as baterias do veículo necessitem de estar carregadas rapidamente, ou num curto intervalo de tempo, uma vez que oferecem ao utilizador, a robustez necessária para que os limites de potência disponível, existentes nos carregadores On-Board, sejam ultrapassados. Resumindo,

Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G

fruto de não estarem sujeitas a limitações físicas dimensionais, de entre outras, as barreiras que se lhes apresentam são apenas as da infra-estrutura disponível e a sua adequação à mesma.

As principais diferenças estruturais destes dois tipos de carregadores podem ser visualizadas e comparadas na Figura 2.2.

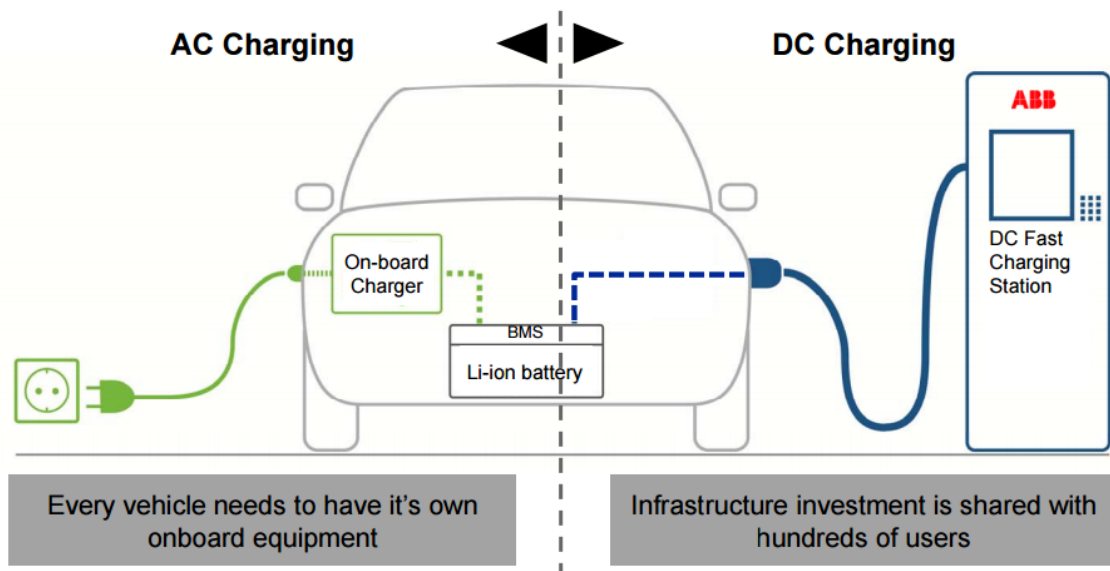


Figura 2.2 - Carregadores On-Board e Off-Board [ABB, 2013].

2.1.2. Carregadores Unidirecionais e Bidirecionais

No mercado emergente dos carregadores de veículos elétricos, apenas são utilizados carregadores unidirecionais, uma vez que, o objetivo é carregar as baterias dos veículos elétricos, para que estes possam ser utilizados no dia-a-dia da população, em prol dos veículos de combustão e/ou explosão mais poluentes.

O trânsito de energia elétrica dá-se, naturalmente, da rede de energia elétrica para o veículo elétrico, carregador unidirecional, conforme esquematizado na Figura 2.3.

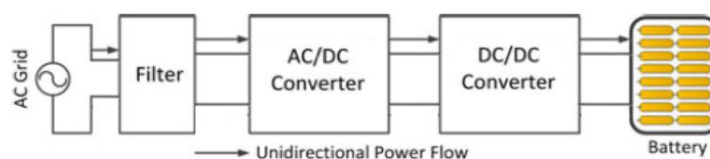


Figura 2.3 - Trânsito de energia de um carregador Unidirecional, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].

Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G

Podemos então afirmar que, em caso de falha da rede, não só ficamos sem energia elétrica, como nos deparamos com a impossibilidade de carregar o veículo para quando necessitarmos de o utilizar.

Assim sendo, é interessante analisar a bidirecionalidade de um carregador de veículos elétricos.

Perante um carregador bidirecional, podem existir dois cenários de trânsito de energia, nomeadamente, da rede para o veículo ou do veículo para a rede.

Esta pode ser uma solução para fornecer energia de um veículo carregado para uma instalação que deixou de ser alimentada pela rede de energia elétrica, funcionando o veículo como uma simples UPS (*Uninterruptable Power Supply*), até que a energia da rede seja reposta.

Também é uma solução a ser abordada para a implementação de *Smart Grids* [Milchram, Christine; 2018], uma vez que sabemos a disponibilidade de energia, mediante a percentagem desta que se encontra armazenada no veículo.

A grande desvantagem deste tipo de carregadores é o desgaste a que a bateria do veículo poderá estar submetida, uma vez que os ciclos de carga e descarga serão mais elevados, e todas as baterias possuem um limite de ciclos deste tipo [Tremblay, O.; 2009].

Para minimizar este problema podemos implementar um limite de energia que deva permanecer na bateria, ou seja, quando o nível de descarga da bateria atingir um determinado patamar, o conversor corta o trânsito de energia da bateria para a rede de energia elétrica.

A esquematização destes carregadores está presente na Figura 2.4.

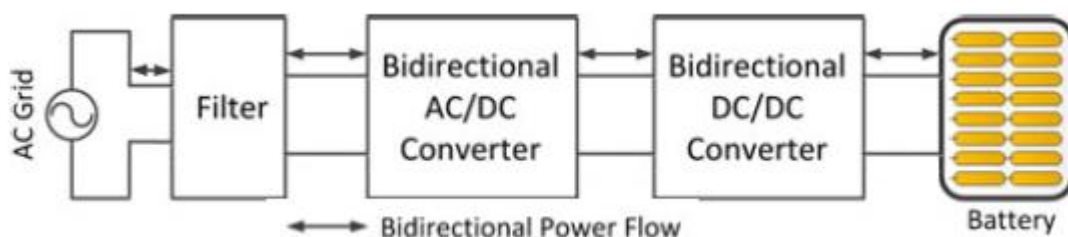


Figura 2.4 - Trânsito de energia de um carregador Bidirecional, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].

2.1.3. Carregadores condutivos

Os carregadores condutivos, são todos os que utilizam contactos e cablagem entre o veículo elétrico e a alimentação de energia.

A alimentação poderá ser disponibilizada através de uma simples tomada ou de uma estação de carregamento.

Todos os tipos de carregadores anteriormente mencionados neste capítulo são condutivos.

Resumidamente, os carregadores condutivos, são todos os que implicam a necessidade de conectar um cabo entre o veículo elétrico e a estação de carregamento, conforme se pode visualizar na Figura 2.5.

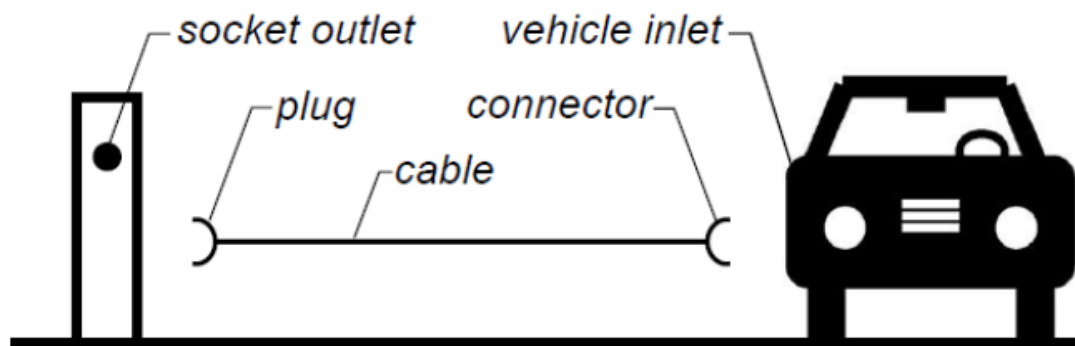


Figura 2.5 - Carregadores condutivos [ABB, 2013].

2.1.4. Carregadores indutivos

Outro tipo de carregadores de veículos elétricos, são os carregadores indutivos. Estes não necessitam de qualquer tipo de cablagem entre o veículo elétrico e a estação de carregamento.

Para que o veículo elétrico seja carregado, basta que este esteja estacionado em cima de uma plataforma previamente construída para o efeito, dando-se a transferência de energia elétrica através de um campo magnético, para isso será

Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G

necessário o uso de um conversor de altas frequências, sendo o princípio deste tipo de carregadores, muito semelhante ao de um transformador. A Figura 2.6 ilustra um esquema de carregamento indutivo estacionário.

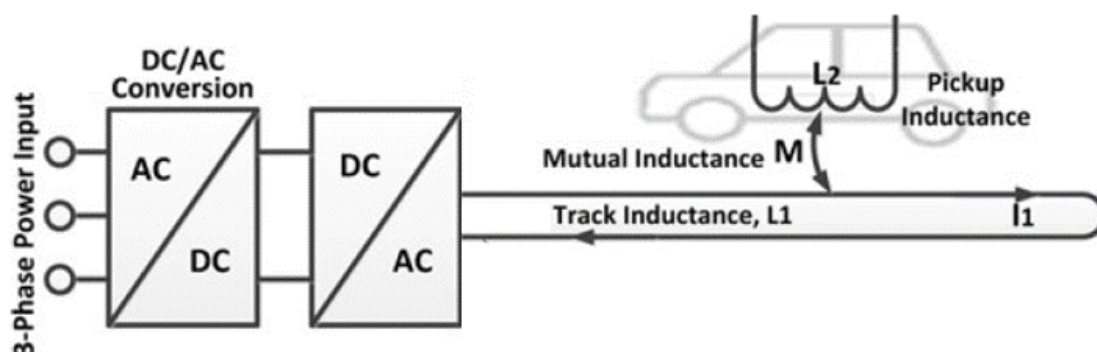


Figura 2.6 - Carregador indutivo, implementado na via de circulação, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].

Outra possibilidade dos carregadores indutivos, é a implementação dos mesmos ao longo da faixa de rodagem dos veículos. Isto permitiria carregar o veículo enquanto nos deslocávamos no mesmo, tornando a sua autonomia praticamente infinita e fazendo com que a autonomia das baterias deixasse de ser um problema para a implementação deste tipo de transporte.

Embora esta se possa assimilar à solução perfeita para implementação e sustentabilidade das viaturas elétricas, face à conjuntura e realidade atual, o custo associado à construção deste tipo de infra-estruturas é demasiado elevado para que torne viável e possível a sua implementação num futuro próximo.

A implementação deste tipo de carregador é muito semelhante ao anterior, sendo apenas necessário replicá-lo ao longo da via, sob o pavimento da mesma. A Figura 2.7 demonstra o esquema de uma possível implementação de uma via de carregamento.

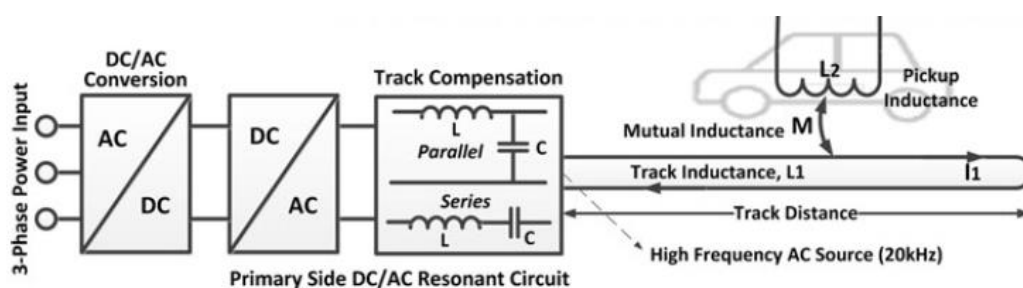


Figura 2.7 - Carregador indutivo, implementado na via de circulação [Yilmaz, Murat; 2013].

2.2 Conversores AC/DC

Habitualmente a rede de energia elétrica fornece energia em corrente alternada, uma vez que é fácil adaptar o nível de tensão com a utilização de transformadores. Contudo, existem muitas cargas que necessitam de tensão contínua para que possamos alimentar as mesmas, sendo assim necessária a utilização de conversores AC/DC, ou retificadores.

Podemos classificar estes conversores como controlados ou não controlados, caso estes permitam ou não ajustar o valor médio de tensão de saída.

Um exemplo de conversores não controlados são os que utilizam díodos.

Contrariamente, os controlados utilizam tirístores, transístores IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) ou GTOs (*Gate Turn-Off Thyristor*).

Os díodos não permitem o controlo de tensão, devido à ausência de interruptores controláveis, não permitindo trânsito bidirecional de energia, e por conseguinte a regulação do fator de potência.

Contrariamente, os retificadores controlados como o da Figura 2.8, apresentam diversas vantagens na sua utilização, dado que podem funcionar nos quatro quadrantes (inversor ou retificador). Permitem o controlo da tensão de saída, do fator de potência e uma baixa injeção harmónica nas correntes de fase, THD (*Total Harmonic Distortion*), quando utilizamos IGBTs, MOSFETs ou GTOs.

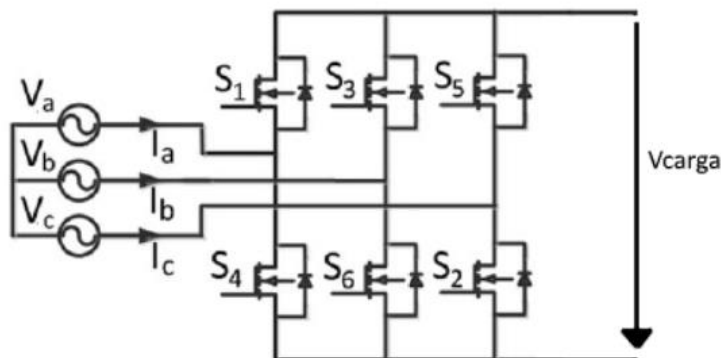


Figura 2.8 - Conversor AC/DC, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].

Consoante os dispositivos semicondutores sejam comandados, a ponte trifásica funciona como retificador ou ondulator. No funcionamento como retificador as grandezas sinusoidais são convertidas em contínuas. Quando funciona como ondulator de tensão, as grandezas são convertidas de contínuas para sinusoidais.

É um efeito indesejado nos sistemas de potência, a injeção de correntes com distorção harmónica na rede, dado que este degrada a qualidade da energia elétrica, causando por exemplo quedas de tensão ao longo da distribuição, distorcendo as formas de onda de tensão na rede e aumentando o consumo de potência reativa.

2.3 Qualidade da Energia Elétrica

Com a constante e progressiva evolução tecnológica, também a Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tem vindo a evoluir, sofrendo diversas alterações. A principal preocupação continua a ser a continuidade de serviço, mas também a amplitude e frequência da tensão, o desequilíbrio de tensões e a distorção harmónica.

O impacto na Qualidade de Energia Elétrica, tem-se evidenciado por parte da micro-geração e a sua inserção na rede de distribuição, tornando assim a distorção harmónica num dos principais problemas de gestão económica da rede.

A distorção harmónica associa-se à qualidade da forma de onda de tensão e corrente, que idealmente deveriam ser puramente sinusoidais, e a uma frequência de 50 Hz. Na verdade, sofre uma distorção em forma de flutuação, geralmente causadas pelo uso de conversores, assim como os geradores e as cargas existentes na rede de distribuição de energia elétrica.

As formas de onda não sinusoidais das correntes à entrada dos conversores, causadas pelos díodos ou tirístores, provocam um aumento da taxa de potência reativa admissível nos geradores, linhas e transformadores.

Existem normas internacionais que impõem limites de distorção harmónica nas tensões, com os quais os sistemas elétricos podem funcionar, IEC-6100, EN-50160 e IEEE-519.

Capítulo 2 – Estado de Arte dos Sistemas G2V e V2G

A utilização de dispositivos semicondutores totalmente comandados, por exemplo IGBTs, MOSFETs e GTOs, permitem a implementação de técnicas de comando para redução do conteúdo harmónico injetado na rede eléctrica, conforme descrito na secção anterior.

Podemos então implementar diversas funcionalidades, como o socorro de cargas sensíveis, nivelar os consumos, melhorar cavas de tensão, e todos os parâmetros relativos à Qualidade de Energia Eléctrica.

Uma vez estabelecido o estado da arte, e tecidas as considerações / premissas fatuais pelas quais se rege o trabalho adstrito à presente dissertação, esta irá então abordar um carregador bidirecional de veículos eléctricos, sistema V2G (*Vehicle to Grid*), tornando possível o trânsito de energia nos dois sentidos, ou seja, da Rede de Energia Eléctrica para o veículo (G2V – *Grid to Vehicle*), e do veículo para a REE (V2G).

Assim sendo, irá ser utilizado um conversor AC/DC e DC/DC para o controlo do trânsito de energia eléctrica.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

No capítulo 3, é abordado o modelo do conversor AC/DC e DC/DC no sistema de coordenadas 123 , coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e em coordenadas $dq0$, assim como as suas respectivas transformações. É possível então, estabelecer os controladores para o controlo da tensão no barramento DC.

É também apresentada a implementação dos modelos em *Software Matlab/Simulink* para a simulação numérica do conjunto de controladores a apresentar.

3.1 Sistema de conversão V2G reversível

Fruto da génese da presente dissertação e do trabalho adstrito a desenvolver, é implementado um carregador de veículos elétricos com funcionalidade para fornecer energia à REE, V2G.

Estes carregadores possibilitam o fluxo bidirecional de energia, ou seja, para além de ser possível carregar as baterias do veículo elétrico, é possível descarregar a energia armazenada nestas mesmas baterias e entregar essa energia a uma pequena rede doméstica, ou mesmo até fornecer energia à REE, conforme diagrama disposto na figura 3.1.

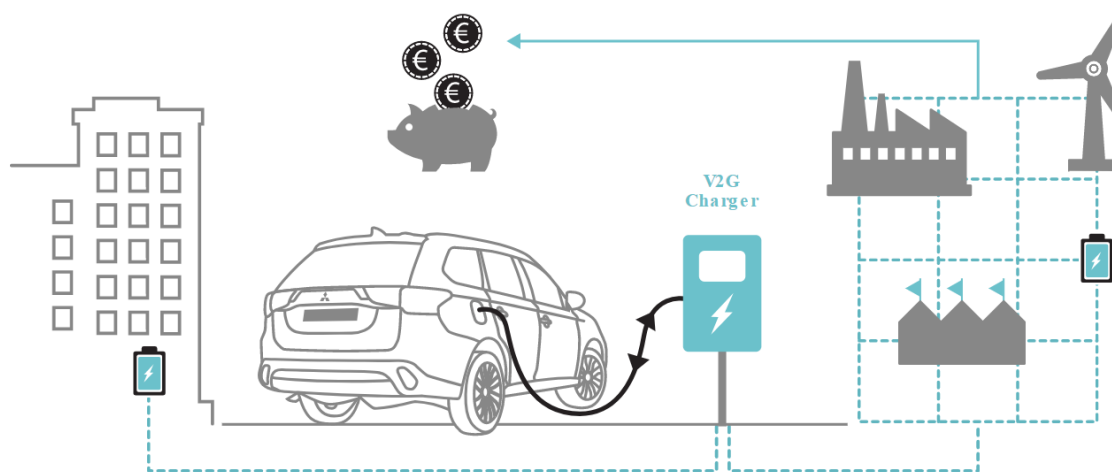


Figura 3.1 - Diagrama de carregamento V2G, [Newmotion – 2018].

Todo este pressuposto vem acrescentar valor ao veículo, traduzido na mais-valia que este passa a proporcionar enquanto está imóvel ou estacionado, momento em que ganha uma nova dimensão para o seu proprietário que, mais que veículo elétrico, passa a ter um ativo capaz de gerar ganhos económicos, devido à sua capacidade de armazenamento de energia que quando não consumida pode ser vendida à REE.

Esta solução ambiciosa, é desta forma também um forte incentivo, pela sua natureza, à mudança de hábitos e das mentalidades atuais quanto aos veículos elétricos, pois em vez de um “simples” veículo elétrico, passam a ter uma fonte que contrariamente a todos os restantes veículos elétricos ou não, pode gerar ganhos económicos aos seus proprietários, tudo isto mantendo as funções originais a que se destina e preservando o meio ambiente.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Esta energia armazenada nas baterias do veículo, pode assim ser utilizada em diversos cenários como, por exemplo, no apoio à rede do edifício nas horas de ponta ou até na estabilização de parâmetros do sistema elétrico.

Pode ainda ser adicionado a um sistema de geração e desta forma promover a integração de energias de fonte renovável na REE.

Dados estes pressupostos para a implementação de carregador V2G será necessário converter a energia da rede de AC para DC, recorrendo a um retificador.

Uma vez obtendo a desejada corrente contínua para o carregamento da bateria, esta poderia ser logo injetada na mesma, no entanto, como é necessário o trânsito de energia bidirecional, e a tensão das baterias utilizadas ser variável entre 48V e 12V, tem de se elevar a tensão da bateria, para conseguirmos entregar energia à rede.

Posto isto, é necessário utilizar um conversor DC/DC para que seja possível controlar os níveis de tensão conforme pretendido.

Pode-se então começar a modelação do sistema com a implementação de um conversor AC/DC, seguido de um conversor DC/DC, conforme Figura 3.2.

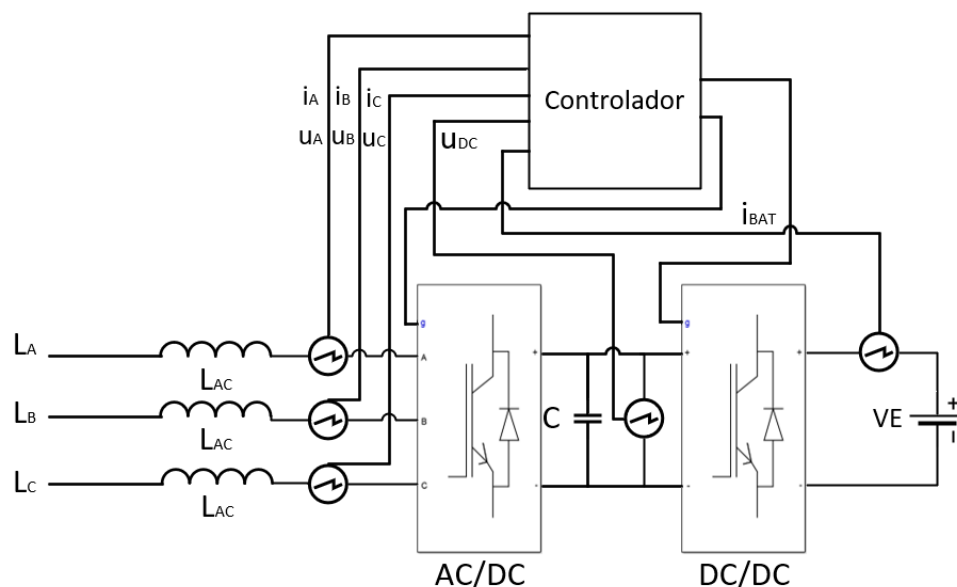


Figura 3.2 - Circuito a implementar.

O conversor AC/DC poderá funcionar como retificador, ou como ondulator, dependendo do sentido do trânsito de potência.

Funciona como retificador quando pretendemos carregar o veículo, G2V, e como ondulator na situação contrária, V2G.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Já o conversor DC/DC funcionará como redutor ou como elevador. O mesmo irá operar como redutor quando carregamos o veículo, G2V, e como elevador quando o trânsito de potência seja contrário, V2G.

Na tabela 3.1 abaixo disposta, encontram-se resumidamente transpostos os diferentes modos de funcionamento. Quando estamos a carregar o veículo elétrico, o retificador será responsável por controlar as correntes provenientes da rede (I_{AC}) e a tensão no barramento DC (U_{DC}) enquanto que o conversor DC/DC será responsável pelo controlo da corrente a injetar na bateria (i_{bat}). A quando do sentido inverso, o ondulator, será responsável pelo controlo das correntes I_d e I_q e o conversor DC/DC pelo controlo de U_{DC} e i_{bat} .

Tabela 3.1 - Modos de funcionamento.

	Conversor AC/DC	Conversor DC/DC
Carregar VE	Controlar I_{AC}	Controlar I_{bat}
	Controlar U_{DC}	
Injetar na REE	Controlar I_d	Controlar U_{DC}
	Controlar I_q	Controlar I_{bat}

3.2 Ondulador de Tensão Trifásico

Para a implementação numérica, é utilizado um conversor AC/DC totalmente comandado a alta frequência, permitindo assim o trânsito bidirecional de potência.

Genericamente, estes tipos de conversores utilizam semicondutores de potência, IGBT's ou MOSFET's, para que se consiga controlar a tensão no barramento DC.

Com a diferente combinação e permuta das funções de comando f_1 , f_2 e f_3 conseguimos manipular os estados dos semicondutores, à condução ou ao corte.

Cada uma destas funções irá afetar o estado lógico de cada um dos três braços de potência do ondulator.

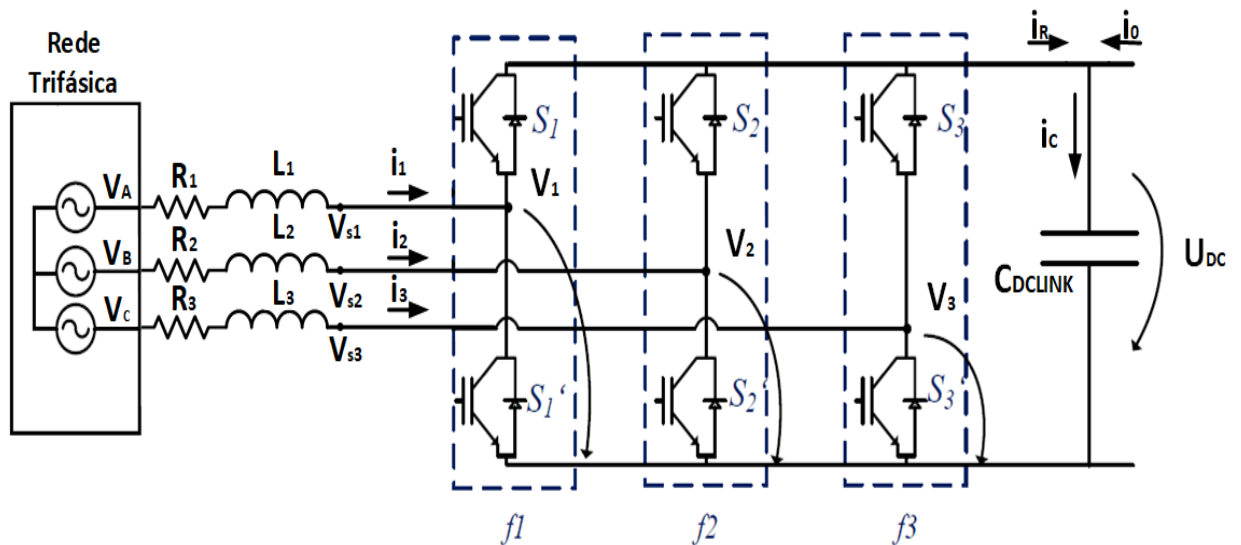


Figura 3.3 - Esquema global do conversor e da REE.

Visualizando a Figura 3.3, que representa o esquema do conversor AC/DC com as respectivas funções de comando percebemos que:

A REE é representada pelas tensões trifásicas V_A , V_B e V_C , estando associadas a estas as resistências e indutâncias de fase ou seja, R_1 , R_2 , R_3 , L_1 , L_2 e L_3 .

O barramento DC é realizado pelo condensador C_{DCLINK} .

O conversor de potência é representado pelos seis IGBT's (S_1 , S_2 , S_3 , S_1' , S_2' e S_3').

A escolha recaiu sobre este conversor, devido aos tempos de comutação relativamente baixos, à facilidade de comando de *gate*, e ao fato de suportar tensões e correntes elevadas.

Arbitrou-se que o sentido das correntes i_1 , i_2 e i_3 seria da REE para o conversor, assim como representado na Figura 3.3.

Partindo dos pressupostos anteriores, podemos então começar a modular o sistema pretendido.

3.2.1 Modelo Matemático em Coordenadas 123

Os estados dos semicondutores de cada braço são definidos através das funções de comando S_1 , S_2 e S_3 e suas complementares S_1' , S_2' e S_3' .

Cada semicondutor possui apenas 2 estados, “on”, ou estado de condução, e “off”, ou estado de corte.

Para facilidade de construção do modelo são considerados ideais, sendo as funções de comando as presentes em (3.1).

$$\begin{aligned} f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ on}; S_1' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ off}; S_1' \text{ on}; \end{cases} \\ f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_2 \text{ on}; S_2' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_2 \text{ off}; S_2' \text{ on}; \end{cases} \\ f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_3 \text{ on}; S_3' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_3 \text{ off}; S_3' \text{ on}; \end{cases} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Através da análise das funções de comando (3.1), as tensões no ponto comum de cada braço Figura 3.3, são dadas pelas funções de comando já associadas à tensão no barramento DC, (3.2).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{dc} \quad (3.2)$$

Utilizando as tensões compostas, (3.3), e a segunda lei de *Kirchoff* (3.4) por via da manipulação matemática, obtemos assim as tensões simples (3.5).

$$\begin{cases} V_{s12} = V_1 - V_2 \\ V_{23} = V_2 - V_3 \\ V_{31} = V_3 - V_1 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} V_{s1} = \frac{1}{3}(2V_1 - V_2 - V_3) \\ V_{s2} = \frac{1}{3}(-V_1 + 2V_2 - V_3) \\ V_{s3} = \frac{1}{3}(-V_1 - V_2 + 2V_3) \end{cases} \quad (3.5)$$

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Efetuada a substituição de (3.2) em (3.5), podemos reescrever as tensões simples, em função das funções de comando, f_1 , f_2 e f_3 , conforme preenchido na Tabela 3.2 para as oito combinações possíveis.

Tabela 3.2 - Tensões consoante as funções de comando dos semicondutores.

f_1	f_2	f_3	V_1	V_2	V_3
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
1	1	1	0	0	0

Utilizando (3.2) e substituindo em (3.5), podemos escrever na forma matricial as tensões simples em função das funções de comando, f_1 , f_2 e f_3 , (3.6).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} U_{dc} \quad (3.6)$$

Simplificando (3.6), obtemos (3.7), como anteriormente visualizado em (3.2).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_{dc} \Leftrightarrow [V_{123}] = [F_{123}]U_{dc} \quad (3.7)$$

Aplicando a primeira lei de *Kirchoff*, no nó do barramento DC, obtemos (3.8)

$$i_C = i_0 + i_R \quad (3.8)$$

Sendo i_C a corrente que passa no condensador, podemos definir a variação da tensão no condensador em função da mesma (3.9). Dado que i_R é a soma das contribuições das três correntes AC, assumindo-se o contributo apenas do tempo em que a respetiva função de comando está ativa, verifica-se (3.10).

$$i_C = C \frac{d}{dt} U_{dc} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{i_C}{C} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{i_0 + i_R}{C} \quad (3.9)$$

$$i_R = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \Leftrightarrow i_R = [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) em (3.9), obtemos, na forma matricial, (3.11)

$$\frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_0 \quad (3.11)$$

Aplicando a segunda lei de *Kirchoff*, considerando os sentidos da Figura 3.3 e resolvendo em ordem às variáveis de estado, $\frac{di_1}{dt}$, $\frac{di_2}{dt}$ e $\frac{di_3}{dt}$, obtemos (3.12).

$$\begin{cases} -V_A + L \frac{d}{dt} [i_1] + R i_1 + V_1 = 0 \\ -V_B + L \frac{d}{dt} [i_2] + R i_2 + V_2 = 0 \\ -V_C + L \frac{d}{dt} [i_3] + R i_3 + V_3 = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} [i_1] = \frac{V_A - R i_1 - V_1}{L} \\ \frac{d}{dt} [i_2] = \frac{V_B - R i_2 - V_2}{L} \\ \frac{d}{dt} [i_3] = \frac{V_C - R i_3 - V_3}{L} \end{cases} \quad (3.12)$$

Reescrevendo (3.12) na forma matricial, obtemos (3.13).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

É ainda possível reescrever (3.13), para a forma matricial simplificada (3.14).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L} \right] [V_{ABC}] - \left[\frac{1}{L} \right] [V_{123}] \quad (3.14)$$

Utilizando (3.2), substituem-se as tensões simples com as funções de comando, e a tensão do barramento DC em (3.14), obtendo-se (3.15).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L} \right] [V_{ABC}] - \left[\frac{1}{L} \right] [F_{123}] U_{dc} \quad (3.15)$$

Através da soma de (3.11) a (3.13), as transformações (3.7) e (3.14), obtemos (3.16) onde está representado o modelo para o sistema de coordenadas 123.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_1}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_2}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_3}{L} \\ \frac{f_1}{C} & \frac{f_2}{C} & \frac{f_3}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Concluimos então em (3.16) o modelo do sistema global em coordenadas 123.

3.2.2 Modelo Matemático em Coordenadas $\alpha\beta\gamma$

O sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ tem como principal objetivo, transformar um modelo existente num referencial 123, num modelo com referencial $\alpha\beta\gamma$, ou seja, bifásico equivalente com a componente homopolar nula.

Este sistema é constituído por um conjunto de dois eixos desacoplados, desfasados de 90° entre si, sendo a sua componente homopolar nula γ , permitindo assim a representação de um sistema trifásico de três eixos não desacoplados, desfasados de 120°.

Recorrendo-se à aplicação da matriz de *Concordia* (Anexo I) e sua transposta, define-se assim o modelo no sistema em coordenadas $\alpha\beta$, conforme figura 3.4 abaixo disposta.

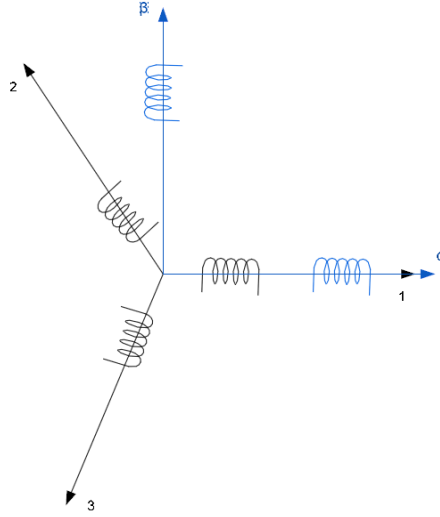


Figura 3.4 - Diagrama fasorial, posição relativa entre o referencial 123 e o referencial $\alpha\beta\gamma$.

Utilizando as relações (3.17), (3.18), e a matriz de transformação de *Concordia* (3.19) e (3.20), podemos definir o modelo do sistema nas coordenadas $\alpha\beta\gamma$ (3.21), utilizando como ponto de partida (3.14).

$$X_{123} = CX_{\alpha\beta 0} \quad (3.17)$$

$$X_{\alpha\beta 0} = C^T X_{123} \quad (3.18)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$[C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L} \right] [C] [V_{\alpha\beta 0}] - \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (3.21)$$

Multiplicando a equação obtida (3.21) pela matriz transposta $[C]^T$ (3.20) e que $[C]^T[C] = [I]$, obtém-se (3.22).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L} \right] [V_{\alpha\beta 0}] - \left[\frac{1}{L} \right] [C]^T [F_{123}] U_{dc} \quad (3.22)$$

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Para que seja possível obter as tensões no referencial $\alpha\beta\gamma$ (3.24), multiplica-se a tensão da rede no referencial 123 (3.23) pela matriz *Concordia* (3.19).

$$\begin{cases} v_A = \sqrt{2}U \cos \omega t \\ v_B = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_C = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \rightarrow [v_{ABC}] = \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$[u_{\alpha\beta\gamma}] = [C^T][V_{s123}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Efetuada-se a substituição de (3.24) em (3.22), considerando um sistema trifásico equilibrado, com componente homopolar nula, obtém-se (3.25).

$$\frac{d}{dt}[i_{\alpha\beta}] = -\left[\frac{R}{L}\right][i_{\alpha\beta}] + \left[\frac{1}{L}\right][v_{\alpha\beta}] - \left[\frac{1}{L}\right][u_{\alpha\beta}] \quad (3.25)$$

Definindo-se as funções de comando, através do referencial $\alpha\beta$ (3.26), e que a transposta da multiplicação de duas matrizes, é igual à multiplicação das respectivas matrizes transpostas, obtemos (3.27).

$$[f_{\alpha\beta\gamma}]^T = [f_{123}]^T [C] \quad (3.26)$$

$$[f_{\alpha\beta\gamma}] = ([f_{123}]^T [C])^T = [C]^T ([f_{123}]^T)^T = [C]^T [f_{123}] \quad (3.27)$$

Como resultado, obtemos a matriz das funções de comando para o conversor (3.28), através da aplicação da matriz de *Concordia*.

$$[F_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [F_{123}] \quad (3.28)$$

Utilizando (3.7) em (3.25) conseguimos obter (3.29) e utilizando (3.28) em (3.29), temos (3.30).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [V_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [C]^T [F_{123}] U_{dc} \quad (3.29)$$

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [V_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [F_{\alpha\beta 0}] U_{dc} \quad (3.30)$$

É assim possível representar o modelo global em coordenadas $\alpha\beta$ (3.31)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{\beta}}{L} \\ \frac{f_{\alpha}}{C} & \frac{f_{\beta}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Conclui-se assim o modelo matemático para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (3.31).

3.2.3 Modelo Matemático em Coordenadas $dq0$

Modelar um sistema em coordenadas $dq0$, corresponde a modelar um sistema com um referencial girante em relação ao referencial $\alpha\beta$, dado que as grandezas AC passam a ser estacionárias no referencial dq .

Este mesmo referencial é síncrono com a tensão da REE, com uma velocidade angular ω e com ângulo θ entre o eixo α e o eixo d .

A utilização deste referencial é de igual modo apropriado para a síntese de controladores, apresentando grandes vantagens nas simplificações matemáticas de manipulação de tensões, e correntes, dado que estas grandezas são contínuas e invariantes no tempo.

Recorremos então à matriz de transformação de *Park*, presente no Anexo II, para que seja possível definir o modelo do sistema em coordenadas $dq0$.

Com as relações (3.32) e (3.33), e a matriz de transformação de *Park* (3.34), podemos definir o modelo do sistema em coordenadas dq (3.35), tendo como ponto de partida o sistema trifásico equilibrado, de componente homopolar nula (3.25), mais facilmente perceptível na Figura 3.5.

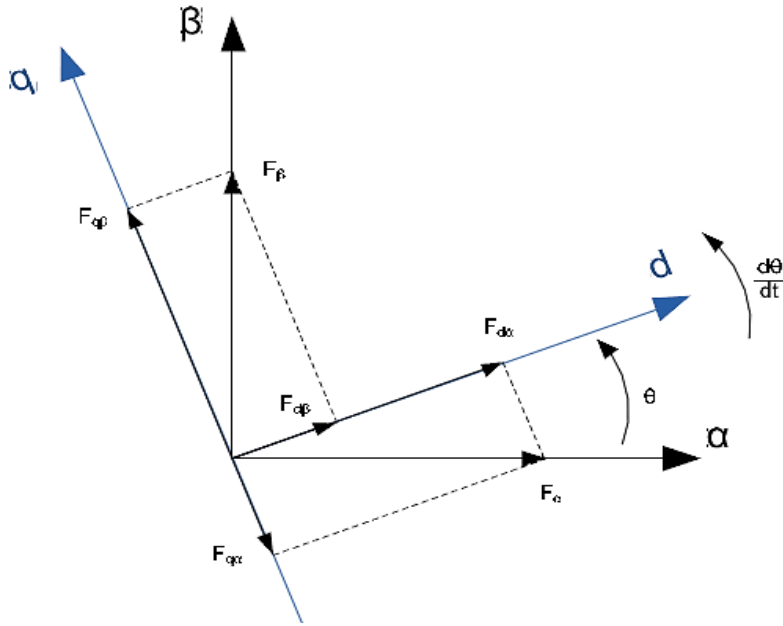


Figura 3.5 - Diagrama fasorial. Posição relativa entre ref. $\alpha\beta$ e dq .

$$X_{\alpha\beta 0} = P X_{dq0} \quad (3.32)$$

$$X_{dq0} = P^T X_{\alpha\beta 0} \quad (3.33)$$

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [P]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$[P]^T \frac{d}{dt} ([P][i_{dq}]) = [P]^T \left[-\frac{R}{L} \right] [P][i_{dq}] + [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][u_{dq}] - [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][u_{\alpha\beta}] \quad (3.35)$$

Simplificando (3.35), obtém-se (3.36).

$$[P]^T \frac{d}{dt} ([P][i_{dq}]) = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [u_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] \quad (3.36)$$

Para que seja possível prosseguir com a modelização do sistema em coordenadas dq , é necessário calcular a derivada da matriz de transformação de *Park* (3.37), e a respetiva multiplicação pela sua transposta (3.38), tendo em conta (3.34).

$$\frac{d}{dt}[P] = \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$[P]^T \frac{d}{dt}([P]) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Após os cálculos auxiliares e aplicando a regra de derivação do produto em (3.36), obtém-se (3.39).

$$[P]^T [P] \frac{d}{dt}[i_{dq}] + [P]^T \frac{d}{dt}([P])[i_{dq}] = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[u_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] \quad (3.39)$$

Simplificando (3.39) temos (3.40).

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[u_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] - [P]^T \frac{d}{dt}([P])[i_{dq}] \quad (3.40)$$

Para que seja possível escrever as tensões em função do referencial dq (3.41), aplica-se a transformação de *Park* em (3.24)

$$[u_{dq}] = [P]^T [u_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Através da matriz transposta das funções de comando, no referencial dq , obtém-se (3.42) à semelhança de (3.41).

$$[f_{dq}]^T = [f_{\alpha\beta}]^T [P] \Leftrightarrow ([f_{dq}]^T)^T = ([f_{\alpha\beta}]^T [P])^T \quad (3.42)$$

Dado que, se transpusermos a matriz que foi transposta anteriormente, obtemos a própria matriz, obtém-se (3.43).

$$[f_{dq}] = [P]^T ([f_{\alpha\beta}]^T)^T = [P]^T [f_{\alpha\beta}] \quad (3.43)$$

Obtemos então a igualdade da tensão $\alpha\beta$ (3.44)

$$[u_{\alpha\beta}] = [P]^T [F_{\alpha\beta}] U_{dc} = [F_{dq}] U_{dc} \quad (3.44)$$

Aplicando (3.44) na equação (3.40) obtém-se (3.45)

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [u_{dq}] - [P]^T \frac{d}{dt} ([P]) [i_{dq}] - [F_{dq}] U_{dc} \quad (3.45)$$

O sistema em coordenadas dq pode-se então escrever (3.46).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{f_d}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{f_q}{L} \\ f_d & f_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

O modelo do sistema em coordenadas dq é adequado para a síntese dos controladores de corrente.

3.2.4 Sincronismo com a Rede Elétrica

Neste subcapítulo aborda-se o método de sincronismo com a REE.

O principal objetivo deste método, é obter o ângulo correto de fase da rede, para que possamos sincronizar a corrente produzida pelo conversor com a REE, Figura 3.3.

Normalmente utiliza-se o método *SRF* (*Synchronous Reference Frame*), onde se transformam as correntes de acordo com o referencial dq , através do ajuste do ângulo θ . Desta forma, o eixo d e o vetor de tensão u coincidem, e consegue-se realizar o sincronismo, [G. Marques; 2007].

Um outro método utilizado é o *PLL* (*Phase-Locked loop*), onde se efetua a comparação entre o sinal de entrada, e o sinal de saída, calculando-se o erro através da diferença existente. Posteriormente são removidas as componentes de alta frequência, ficando apenas a frequência estimada, o que permite produzir o ângulo de fase através de um integrador, [Svensson, J; 2001].

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

O método *SFR* é o mais utilizado como método de sincronismo, sendo necessário a utilização de outros métodos para se obter melhores resultados.

Nesta dissertação utilizou-se o método *SRF* prescindindo do *PLL*, obtendo-se assim a posição angular das tensões da REE.

Através da transformação de *Park*, é possível sincronizar as tensões de referência da REE, com as tensões de saída do conversor. O ângulo θ expressa o desfasamento entre a componente direta do sistema de coordenadas móveis, u_d e u_q , e a componente α do sistema de coordenadas estáticas, conforme visível na figura 3.6.

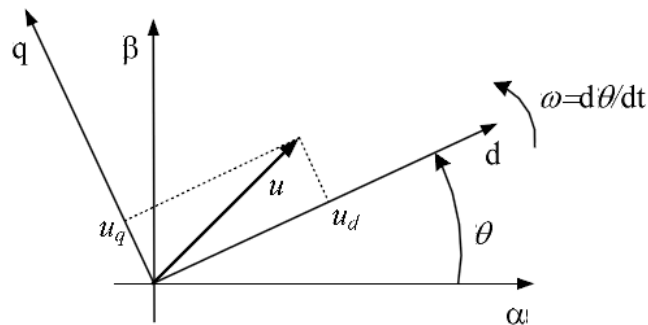


Figura 3.6 - Diagrama Fasorial. Posição relativa entre os ref. $\alpha\beta$ e dq .

Se considerarmos as condições iniciais nulas, temos (3.47), traduzido visualmente na figura 3.7.

$$\theta = \int \omega dt \quad (3.47)$$

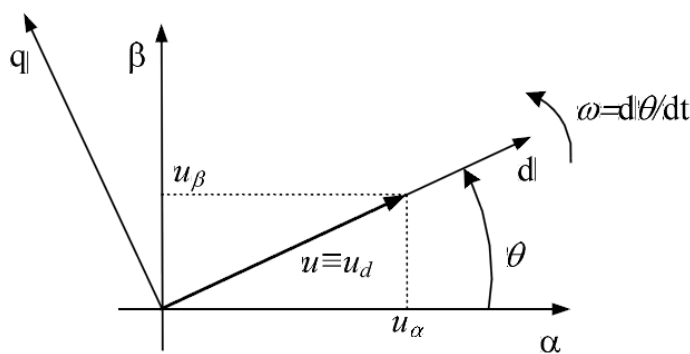


Figura 3.7 - Diagrama Fasorial. Posição relativa entre os ref. $\alpha\beta$ e dq . Posicionamento do vetor d sobre a tensão u .

Assim sendo, para se realizar o sincronismo com a REE, necessitamos do valor do ângulo θ .

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Utilizamos desta forma o vetor de tensão u (3.48), que se obteve através da composição de vetores u_α e u_β .

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (3.48)$$

Conseguimos então efetuar o cálculo do $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$, (3.49).

$$\begin{cases} \sin \theta = \frac{u_\beta}{u} \\ \cos \theta = \frac{u_\alpha}{u} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \sin \theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \\ \cos \theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \end{cases} \quad (3.49)$$

Como resultado, determinamos o ângulo necessário para efetuar o sincronismo com a REE e para a transformação de Park (3.34).

Uma vez que é necessário controlar os IGBT's em determinada ordem, usam-se as funções trigonométricas $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ (3.49), duas ondas sinusoidais de amplitude unitária com um desfasamento entre estas de 90° , à frequência da REE, alcançando assim o sincronismo com a REE. Estas funções são posteriormente necessárias para a transformação de grandezas no referencial dq .

3.3 Modelo do Conversor DC/DC

Recorre-se frequentemente a conversores DC/DC, devido à possibilidade de controlarmos os valores de tensão e/ou corrente impostos à saída deste.

O conversor DC/DC pode funcionar como redutor (*Buck*), elevador (*Boost*) e redutor-elevador (*Buck-Boost*).

Quando se pretende um valor de tensão de saída, inferior ao da tensão de entrada, estamos perante um conversor DC/DC redutor.

Quando é necessário aumentar a tensão de saída, relativamente à tensão de entrada, utiliza-se um conversor DC/DC elevador.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Existe ainda a possibilidade de o conversor DC/DC ter de funcionar em ambos os casos, como redutor ou como elevador, funcionando assim como redutor-elevador.

Neste caso em particular, no modo de funcionamento G2V, o conversor terá de funcionar como redutor, dado que a tensão de entrada é superior à tensão de saída do conversor.

Quando o modo de funcionamento assenta na topologia V2G, é necessário aumentar a tensão proveniente da bateria do veículo, para que posteriormente seja possível ao ondulator, entregar energia elétrica à REE, viabilizando desta forma a bidirecionalidade do trânsito de energia, conforme descrito no capítulo 1.

Devido a esta mesma bidirecionalidade, temos a necessidade de controlar a tensão no barramento DC.

Para o efeito, utilizou-se um conversor DC/DC conforme a Figura 3.8, onde T_1 e T_2 serão responsáveis pelo controlo do trânsito de energia, G2V ou V2G, mediante o seu estado, existindo apenas trânsito de energia para o barramento DC quando T_1 se encontra à condução.

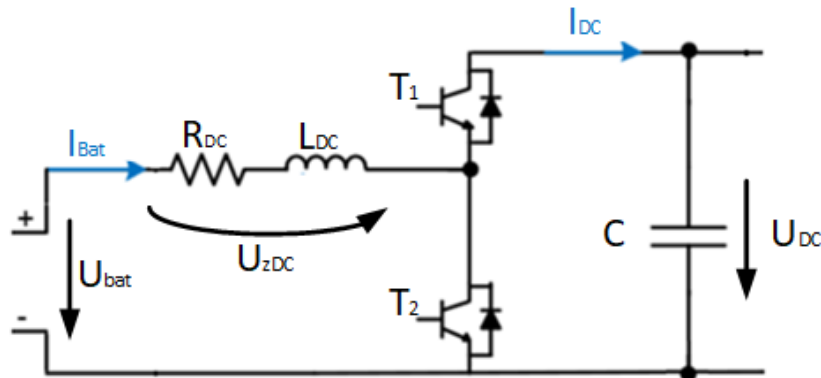


Figura 3.8 - Conversor DC/DC, adaptado de [Yilmaz, Murat; 2013].

O conversor DC/DC permite obter uma alta eficiência, alto índice de comutação, tolerância a falhas, e regulação de potência em ambos os sentidos [Fazeli, Seyed; 2017] (V2G e G2V), conforme desejado.

O estado dos semicondutores T_1 e T_2 , à semelhança do ondulator de tensão, é definido por S_4 e a sua complementar S_4' , existindo apenas dois estados possíveis, “on” ou “off”. Assim, considerando ideais as funções de comando temos (3.50).

$$f_4 \rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow T_1 \text{ on}; T_2 \text{ off}; \\ 0 \rightarrow T_1 \text{ off}; T_2 \text{ on}; \end{cases} \quad (3.50)$$

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Através da análise do circuito da Figura 3.8, podemos escrever (3.51).

$$U_{zDC} = U_{Bat} - U_{T2} \quad (3.51)$$

Recorrendo à Tabela 3.3 podemos resumir os valores de tensão e corrente a jusante do conversor DC/DC.

Tabela 3.3 - Tensão e corrente consoante a função de comando.

f_4	U_{T1}	U_{zDC}	I_{DC}
0	U_{DC}	U_{Bat}	0
1	0	$U_{Bat} - U_{DC}$	I_{bat}

3.4 Controlo do Sistema de Conversão

Neste subcapítulo, é abordado o modo como foram projetados e dimensionados, os controladores de corrente dos conversores, assim como a relação de potências ativa e reativa, em função das correntes de referência segundo o eixo direto (i_d), e o eixo em quadratura (i_q). É também descrito o controlador histerético.

3.4.1.1 Controlo das correntes AC com modulador PWM

O controlo das correntes AC há saída do conversor, pode ser efetuado através de técnicas de controlo de corrente, que atuam num referencial bifásico, referencial $\alpha\beta$., normalmente implementado analogicamente. Veja-se Figura 3.9.

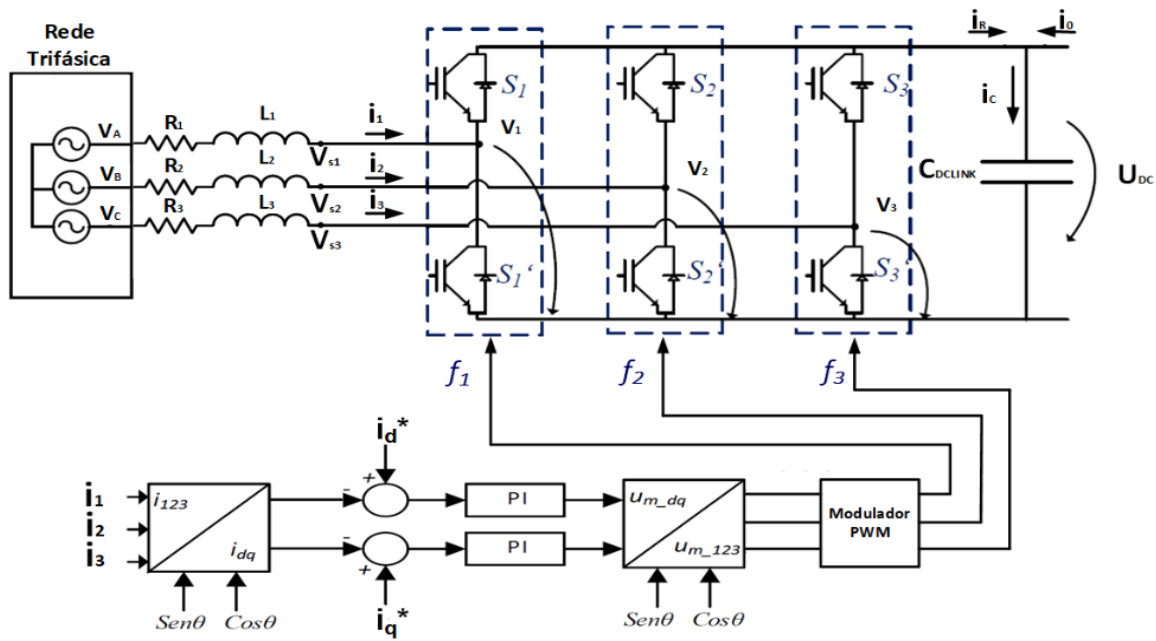


Figura 3.9 - Malha de controlo de corrente.

Por outro lado, pode-se efetuar o controlo das correntes AC na saída do conversor, onde os controladores atuam num referencial girante, isto é, referencial dq .

Para este método de controlo, aplica-se a transformada de *Park* nas correntes de saída da REE, tornando estas grandezas sinusoidais, em valores contínuos e invariantes no tempo.

Assim sendo, para o controlo da potência ativa, controlamos a componente d da corrente na linha i_d , e para o controlo da potência reativa, é necessário controlar a componente q da corrente na linha i_q .

Para se maximizar o fator de potência, anula-se a componente i_q .

Na Figura 3.10, mostra o diagrama de blocos para efeitos de dimensionamento do compensador PI para controlo das componentes dq das correntes nas fases.

Este diagrama é constituído pelas funções transferência do compensador PI, do modelo equivalente do conversor e do modelo da carga equivalente, onde $R_a = R_1 = R_2 = R_3$ e $R/L = \tau_a$.

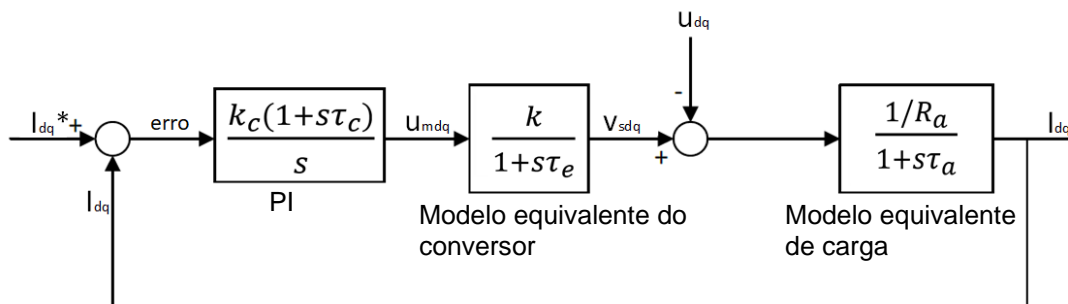


Figura 3.10 - Diagrama de blocos, malha de corrente [Lopes, F.; 2016].

Com efeito, começa-se por aplicar a transformada de *Park*, ou seja, transformar o referencial 123 em *dq*, deste modo utilizamos um referencial de duas dimensões, girante, em detrimento de um referencial tridimensional para facilidade de cálculo.

De seguida, procede-se ao sincronismo com a REE, utilizando as funções *sen* (θ) e *cos* (θ) (3.49), calculado então o erro das correntes, e subtraindo o valor de referência ao valor anteriormente obtido. Isto traduz-se numa intervenção em função do erro, através de um controlador PI (*Proportional Integral*).

É necessário transformar as modelantes geradas em *dq* para 123, e assim atuar nos ramos dos semicondutores.

Analisando a malha interna de corrente, através de um diagrama de blocos genérico de um controlador PI, conforme Figura 3.10. Consideramos ainda uma tensão U_{dq} , como perturbação para efeitos matemáticos.

Através da análise do digrama de blocos obtém-se a equação (3.52), que define a tensão U_{mdq} , a tensão V_{sdq} (3.53), a amplitude da modelante (3.54) e a corrente I_{dq} (3.55).

$$\frac{u_{mdq}(s)}{\text{erro}_{I_{dq}}(s)} = \frac{k_c(1+s\tau_c)}{s} \quad (3.52)$$

$$\frac{V_{sdq}(s)}{u_{mdq}(s)} = \frac{k}{1+s\tau_e} \quad (3.53)$$

$$k = \frac{u_{dc}}{u_m} \wedge u_m = u_{m\acute{a}x} = A_{mod} \quad (3.54)$$

$$\frac{I_{dq}(s)}{V_{sdq}(s) - U_{pert}(s)} = \frac{\frac{1}{R_a}}{1+s\tau_a} \quad (3.55)$$

Dado que o atraso estático, τ_e , é metade do tempo de comutação dos semicondutores, temos (3.56) [Palma, João; 1999].

$$\tau_e = \frac{1}{2f_{comut\acute{a}o}} \quad (3.56)$$

Para dimensionamento dos parâmetros do controlador PI, começa-se por anular o pólo dominante com o zero do conversor (3.57), R_a é a resistência da REE e L_a a indutância da REE.

$$1 + s\tau_c = 1 + s\tau_a \Leftrightarrow \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (3.57)$$

Retiramos então a função de transferência global (3.58).

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq}^*(s)} = \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{\frac{s(1+s\tau_e)}{1 + \frac{k_c k}{R_a}}} = \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s(1+s\tau_e) + \frac{k_c k}{R_a}} = \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s^2\tau_e + s + \frac{k_c k}{R_a}} \quad (3.58)$$

Simplificando (3.58) obtém-se (3.59).

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq}^*(s)} = \frac{\frac{k_c k}{\tau_e R_a}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_e} + \frac{k_c k}{\tau_e R_a}} \quad (3.59)$$

Aplicando o critério ITAE (*Integral of Time and Absolute Error*) [Palma, João; 1999] de 2ª ordem (3.60) em (3.59) obtém-se (3.61).

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \wedge \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.60)$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{k_c k}{\tau_e R_a} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_e} \\ \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} k_c = \frac{R_a}{4\xi^2 \tau_e k} \\ \omega_n = \frac{1}{2\xi \tau_e} \\ \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \quad (3.61)$$

Calculam-se assim, os ganhos da constante proporcional, e da constante integral (3.62).

$$\begin{cases} k_I = k_c = \frac{R_a}{4\xi^2 \tau_e k} = \frac{R_a}{4\xi^2 \frac{1}{2f_{comutação}} \frac{u_{dc}}{um}} \\ k_p = k_c \tau_c = \frac{R_a}{4\xi^2 \tau_e k} \frac{L_a}{R_a} = \frac{L_a}{4\xi^2 \tau_e k} \end{cases} \quad (3.62)$$

Desta forma, o controlador PI está dimensionado para o seu ótimo funcionamento, de acordo com o critério ITAE.

A ação integral, anula o erro em regime permanente, através de um pólo na origem.

Relativamente à ação proporcional, esta aplica a energia necessária para a resposta do sistema, contrabalançando a ação integral, e piorando a estabilidade do sistema, quando é aplicada isoladamente.

3.4.1.2 Conversor AC/DC – Controlo das correntes AC com controladores Histeréticos

Em alternativa à solução descrita em 3.4.1.1, para o controlo das correntes AC, foi utilizado o controlador histerético, que consiste na comparação por histerese, de diferentes larguras de banda Δ , [Tan, Siew-Chong; 2012].

São definidas condições alvo que, independentemente das condições iniciais, controlam o progresso do sistema, para que este se aproxime dos valores desejados.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

A condição necessária para que o sistema satisfaça as condições de funcionamento é dada pela desigualdade (3.64), onde S é a superfície de deslizamento dada pela equação (3.63) [Silva, José; 2013].

$$S = I_{ref} - I \quad (3.63)$$

$$S \frac{dS}{dt} < 0, t > 0 \text{ e } |S| \geq \Delta \quad (3.64)$$

Sendo Δ a largura de banda dos controladores histeréticos para controlo do sistema, e S a trajetória do ponto a controlar.

A equação (3.65), é o resultado parcial do *segundo teorema de estabilidade de Lyapunov*, sendo a *função de Lyapunov candidata*:

$$V(S) = \frac{1}{2}S^2 \quad (3.65)$$

É então fundamental, determinar os coeficientes de deslizamento adequados ao sistema, ou seja, as funções que irão garantir a compleição das condições alvo, para que o sistema seja estável, em torno de um ponto de equilíbrio, conforme Figura 3.11.

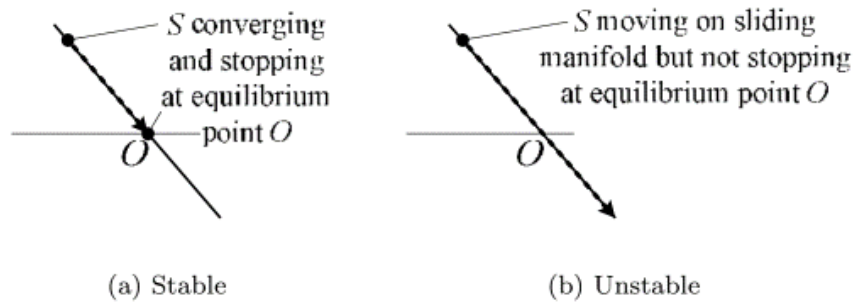


Figura 3.11 - Condição de estabilidade [Tan, Siew-Chong; 2012].

Constata-se assim que, em a) o sistema converge para o ponto de equilíbrio, mantendo-se no mesmo, e em b) temos o deslizamento, mas S acaba por não parar no ponto de equilíbrio.

Para a solução implementada, utilizamos a função genérica de controlo, equação (3.66), onde U é a ação de comando, que para um sistema de comutação a altas frequências, resulta por vezes, no aparecimento de algum ruído no sistema.

$$U = \begin{cases} 1 & \text{se } S > 0 \\ 0 & \text{se } S \leq 0 \end{cases} \quad (3.66)$$

Como consequência direta, é necessário restringir a superfície de deslizamento, utilizando a equação genérica (3.67), em que f é a função de comando do braço do conversor em que o controlador irá atuar, e Δ a restrição da região de S .

$$f = \begin{cases} 1 & \text{se } S > \Delta \\ 0 & \text{se } S < -\Delta \\ \text{Mantem o Estado se } S = 0 \end{cases} \quad (3.67)$$

A janela de histerese, é representada genericamente, segundo a Figura 3.12.

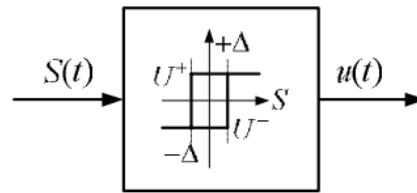


Figura 3.12 - Controlador histerético [Tan, Siew-Chong; 2012].

Particularizando a equação (3.67), para a presente dissertação, temos (3.68).

$$f = \begin{cases} 1 & \text{se } S > AJ/2 \\ 0 & \text{se } S < -AJ/2 \\ \text{Mantem o Estado se } S = 0 \end{cases} \quad (3.68)$$

Na montagem da Figura 3.13 podemos visualizar o comparador com histerese não inversor.

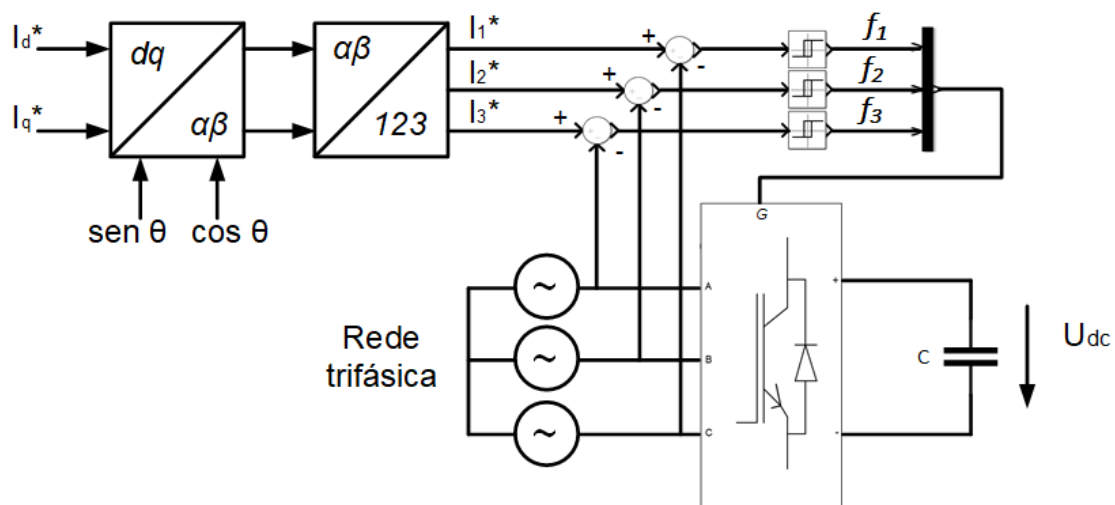


Figura 3.13 - Controlo de corrente por histerese.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Este método tem algumas desvantagens, principalmente devido à sua frequência de comutação variável, dependente dos parâmetros de carga, e posição angular da REE.

Ainda assim, este é um método de controlo de simples aplicação, e bastante robusto, permitindo-nos calcular a frequência de comutação, dada uma determinada banda de histerese de corrente, sabendo o valor da indutância.

A relação (3.69) permite-nos o cálculo da frequência de comutação máxima.

$$\Delta i = \frac{u_{dc}}{2Lf_{comutação}} \quad (3.69)$$

3.4.2 Balanço de Potências entre a REE e o conversor

Dado que se trata de um sistema trifásico, equilibrado sem distorção, com u_1 , u_2 e u_3 , podemos definir as equações de tensões (3.70) e de correntes (3.71) i_1 , i_2 e i_3 .

$$\begin{cases} u_1 = \sqrt{2}U \sin \omega t \\ u_2 = \sqrt{2}U \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_3 = \sqrt{2}U \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.70)$$

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_2 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_3 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (3.71)$$

A potência instantânea fornecida à carga é dada por (3.72)

$$p = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (3.72)$$

Utilizando (3.70) e (3.71) na equação (3.72), por manipulação e simplificação matemática obtém-se a potência ativa (3.73).

$$P = 3UI \cos \varphi \quad (3.73)$$

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Podemos então afirmar que a potência trifásica é constante, e três vezes a potência por fase.

Em semelhança à potência ativa (3.73), a potência reativa total (3.74) será dada por três vezes a potência reativa por fase

$$Q = 3UI \sin \varphi \quad (3.74)$$

Escrevendo as potências em função das tensões compostas, $U_c = \sqrt{3}U$, temos a potência ativa (3.75) e a potência reativa (3.76).

$$P = \sqrt{3}U_c I \cos \varphi \quad (3.75)$$

$$Q = \sqrt{3}U_c I \sin \varphi \quad (3.76)$$

Conforme analisado anteriormente, utiliza-se uma transformação de coordenadas variáveis no tempo, para coordenadas invariáveis no tempo, sistema de coordenadas dq , permitindo assim o controlo do trânsito de potência.

No sistema de coordenadas dq , utiliza-se uma notação complexa (3.77) e a potência aparente é obtida em (3.78)

$$\begin{cases} u = u_d + ju_q \\ i = i_d + ji_q \end{cases} \quad (3.77)$$

$$S = ui^* \quad (3.78)$$

Utilizando (3.77) em (3.78) podemos obter (3.79).

$$S = (u_d + ju_q)(i_d + ji_q) \quad (3.79)$$

Aplicando a propriedade distributiva (3.80), e considerando que o eixo d coincide com u , ou seja, um referencial síncrono com a REE obtém-se (3.81).

$$S = u_d i_d - j u_d i_q + u_q i_q + j u_q i_d \quad (3.80)$$

$$S = u_d i_d - j u_d i_q \quad (3.81)$$

A potência aparente (3.81) permite separar e identificar a parcela de potência ativa e reativa.

Com efeito, para o controlo de potência ativa, necessitamos de controlar a componente d da corrente na linha i_d .

Para controlar a potência reativa é necessário controlar a componente q da corrente na linha i_q conforme (3.82), (3.83) e (3.84).

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \quad (3.82)$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{P}{u_d} \\ i_q = -\frac{Q}{u_d} \end{cases} \quad (3.83)$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{P}{u_d} \\ i_q = -\frac{Q}{u_d} \end{cases} \xrightarrow{P^* \text{ e } Q^*} \begin{cases} i_d^* = \frac{P^*}{u_d} \\ i_q^* = -\frac{Q^*}{u_d} \end{cases} \quad (3.84)$$

3.4.3 Controlo da Tensão U_{dc} pelo conversor AC/DC

Para se conseguir controlar a tensão U_{dc} , é necessário atuar nas componentes i_d e i_q de corrente, do mesmo modo que está presente na Figura 3.9, mas desta feita, a corrente i_d de referência, será obtida através de um controlador PI de tensão U_{dc} , controlando-se desta forma a tensão no barramento DC, em detrimento do controlo de corrente.

A tensão no barramento DC é dada por (3.85), como já anteriormente definido na equação (3.11) e

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_0 = \frac{1}{C} [f_d \quad f_q \quad f_0] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_0 \quad (3.85)$$

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Analisando (3.85), podemos verificar que, para se efetuar o controle da tensão U_{dc} , é necessário atuar nas componentes de corrente segundo o referencial dq .

Pode-se então definir o diagrama de blocos do modelo, aplicar o critério ITAE de 2ª ordem, assim como anteriormente efetuado, para o controle de corrente no ponto 3.4.1.1 da presente dissertação.

Podemos então visualizar na Figura 3.14 o diagrama de blocos para o controle de tensão U_{dc} , constituído pelo controlador PI, modelo equivalente do conversor e modelo equivalente de carga.

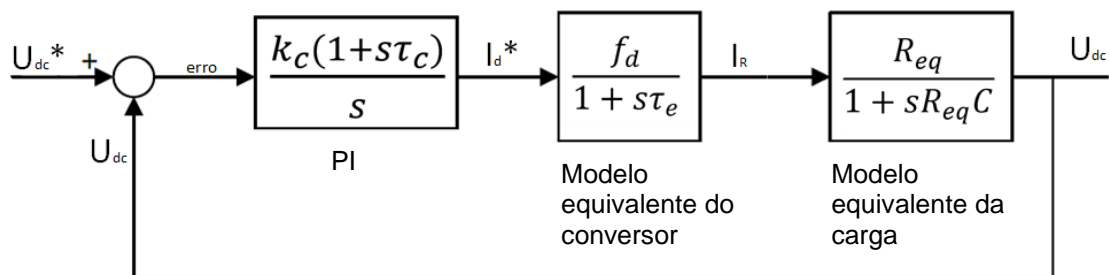


Figura 3.14 - Diagrama de blocos para controle da tensão U_{dc} [Lopes, F.; 2016].

3.4.4 Controle de Corrente pelo Conversor DC/DC

Para o controle de corrente pelo conversor DC/DC, foi utilizado o mesmo método já descrito em 3.4.1.2, no entanto desta vez, o mesmo é aplicado à corrente proveniente do VE, controlando a corrente a injetar a montante do conversor DC/DC, conforme Figura 3.15 e à semelhança da Figura 3.8, onde a diferença entre a corrente de referência na bateria e a corrente efetiva irá afetar a janela de histerese e, por conseguinte, o estado dos semicondutores.

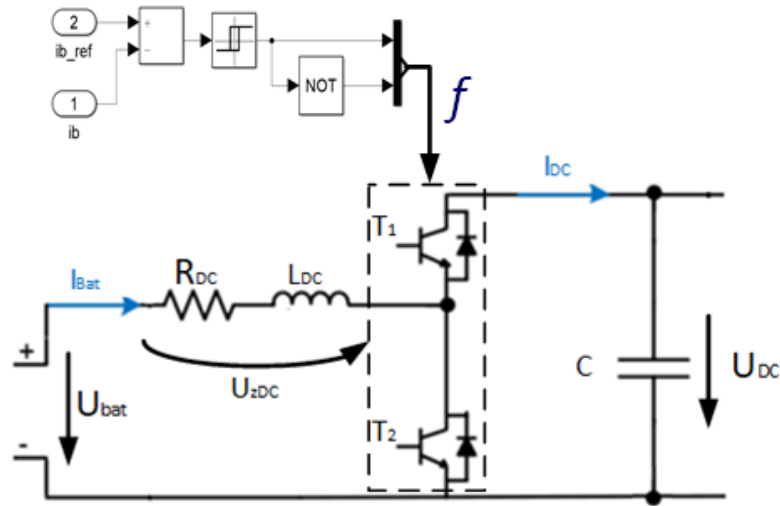


Figura 3.15 - Diagrama de blocos para controle de corrente DC/DC.

Os parâmetros do controlador histerético são os presentes na equação (3.86), particularizados da equação (3.67), sendo a janela de histerese de 0,25 A.

$$f = \begin{cases} 1 & \text{se } S > \frac{0,25}{2} \text{ A} \\ 0 & \text{se } S < -\frac{0,25}{2} \text{ A} \\ \text{Estado anterior se } S = 0 \end{cases} \quad (3.86)$$

3.4.5 Controlo da Tensão U_{dc} pelo conversor DC/DC

Para que a carga/rede, sejam alimentadas com a tensão e corrente pretendidas, é necessário realizar o controlo do conversor em cadeia fechada, controlo esse, efetivado através do comando de abertura, ou fecho dos seus interruptores, T_1 e T_2 conforme Figura 3.8, em função da corrente de entrada I , Figura 3.16, independentemente da carga e suas condições.

Assim sendo, estamos perante um controlo de tensão que, devido à dinâmica de saída ser muito mais lenta, do que a corrente de entrada, será realizado em função da variação da corrente de entrada.

Analisando o circuito da Figura 3.16, baseado no circuito da Figura 3.8, onde I é a soma de I_{bat} e I_{eq} a corrente a fornecer ao ondulator, obtemos a corrente no condensador, (3.87).

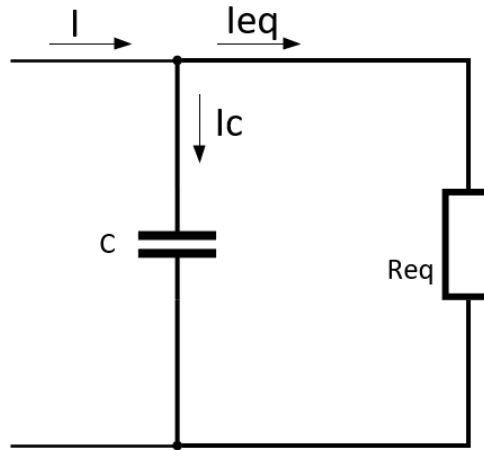


Figura 3.16 - Circuito de saída do conversor.

$$I_C = C \frac{dv_c}{dt} = I - I_{eq} \quad (3.87)$$

Substituindo, na equação (3.87), a corrente I pela corrente na bobine, e em função do ganho do conversor temos (3.88).

$$C \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_{in}}{v_c} I_L - I_{eq} \quad (3.88)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (3.88), obtém-se (3.89)

$$sC v_c = \frac{v_{in}}{v_c} I_L - I_{eq} \quad (3.89)$$

Resolvendo (3.89) em ordem a v_c obtém-se (3.90)

$$v_c = \frac{\frac{v_{in}}{v_c} I_L - I_{eq}}{sC} \quad (3.90)$$

Considerando que a tensão de saída, tem uma variação muito lenta no intervalo de tempo observado, visto que esta se pretende praticamente constante, impõe-se um ganho constante.

Capítulo 3 – Sistemas de Conversão

Assim sendo, o diagrama de blocos presente Figura 3.17, representa o controlo de tensão com um compensador de cadeia fechada, com um controlador PI, o modelo equivalente do conversor e o modelo equivalente da carga.

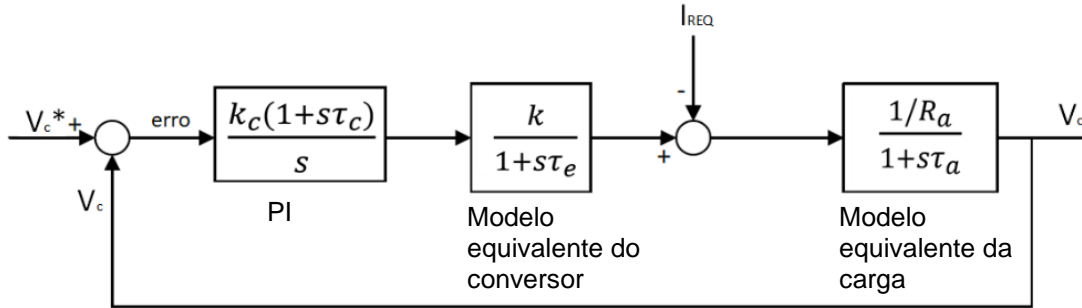


Figura 3.17 - Diagrama de blocos, com controlador PI, para o controlo de tensão [Lopes, F.; 2016].

Através do diagrama de blocos da Figura 3.17, e da função transferência adjacente a este, pelo mesmo método utilizado em 3.4.1.1., obtém-se os parâmetros presentes na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Parâmetros do controlador proporcional integral para o controlo de tensão.

ξ	$\frac{\sqrt{2}}{2}$
$\tau_c = \tau_a$	$\frac{L_a}{R_a}$
τ_e	$\frac{1}{2f_{comutação}}$
ω_n	$\frac{1}{2\xi\tau_e}$
k_c	$\frac{R_a}{4\xi^2\tau_e k}$
k_I	$\frac{R_a}{4\xi^2} \frac{1}{2f_{comutação}} \frac{I_{dc}}{i_m}$
k_p	$\frac{L_a}{4\xi^2\tau_e k}$

Capítulo 4 – Resultados de Simulação e Experimentais

No capítulo 4 apresenta-se o modelo de simulação, respetivos componentes e parâmetros, com recurso há *toolbox SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*.

Utilizando os circuitos da Figura 3.3 e Figura 3.8, os controladores da Figura 3.10, Figura 3.14, Figura 3.15 e Figura 3.17, assim como os modelos matemáticos anteriormente, elaborou-se o modelo global da Figura 4.1, que neste capítulo irá ser definido e parametrizado.

É também abordado o protótipo experimental, assim como os seus componentes e respetivas características.

O protótipo servirá para validação da componente de simulação.

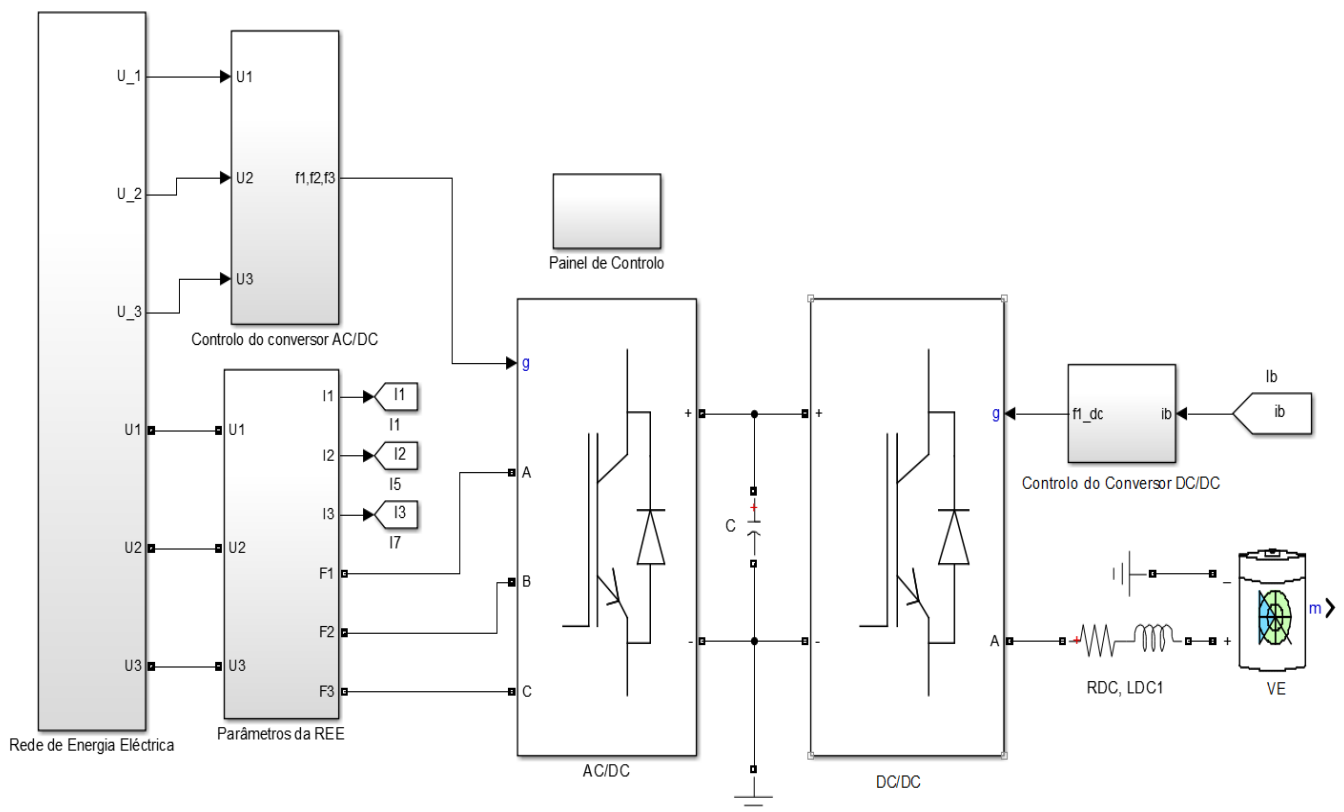


Figura 4.1 - Modelo em *Matlab/Simulink*.

4.1 Simulação Numérica

Para o desenvolvimento do sistema de simulação numérica, foi utilizado o software Matlab/Simulink, ferramenta que permite testar e ensaiar o modelo proposto em condições adversas, cuja execução laboratorial seria de extrema complexidade e dificuldade.

Na Figura 4.2 está representado o bloco do subsistema da REE, composta por três tensões trifásicas desfasadas de 120° entre si.

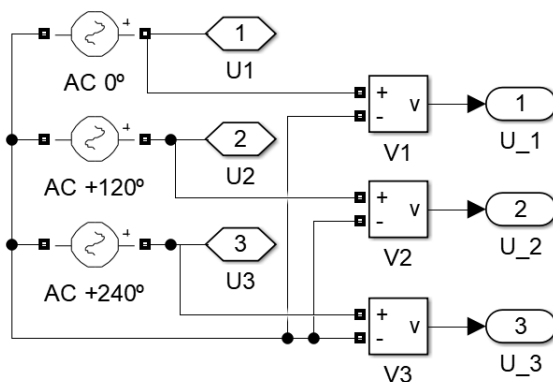


Figura 4.2 - Representação da Rede de Energia Elétrica.

Relativamente à resistência e indutância de linha, RL , Figura 4.3, é representado por uma resistência de $0,1 \Omega$ e por uma indutância de 4 mH .

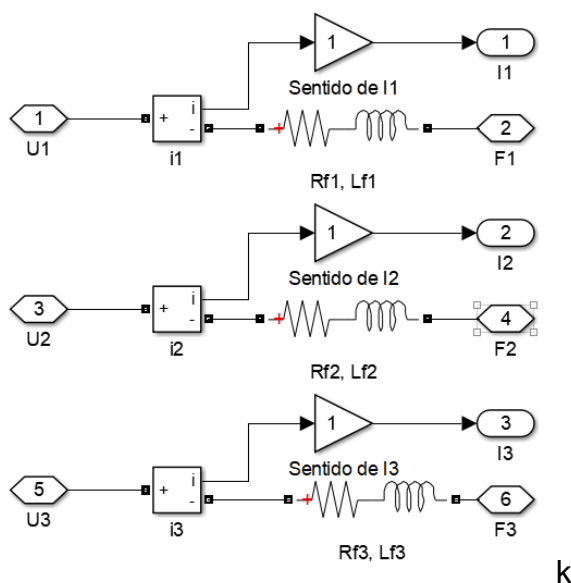


Figura 4.3 - Parâmetros da REE.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

No controlo do conversor AC/DC existem três subsistemas; Transformação $123/\alpha\beta/dq0$, Correntes de Referência e Histerético, Figura 4.4.

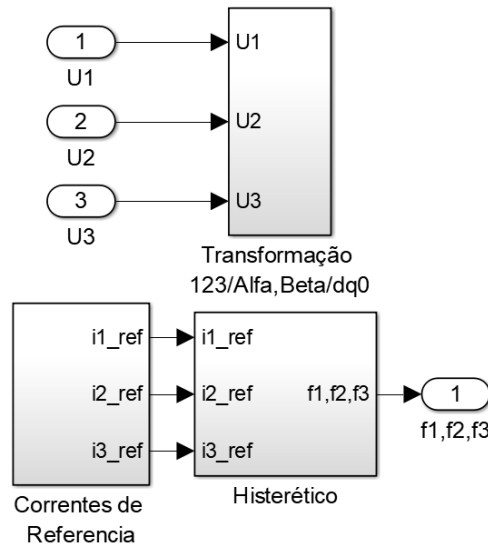


Figura 4.4 - Subsistema de controlo do conversor AC/DC.

O subsistema de Transformação $123/\alpha\beta/dq0$, Figura 4.5, efetua a transformação de referências, quer para valores de tensão, quer para valores de corrente em coordenadas dq , tendo em conta as equações (3.16) (3.31) (3.46), assim como o sincronismo com a REE.

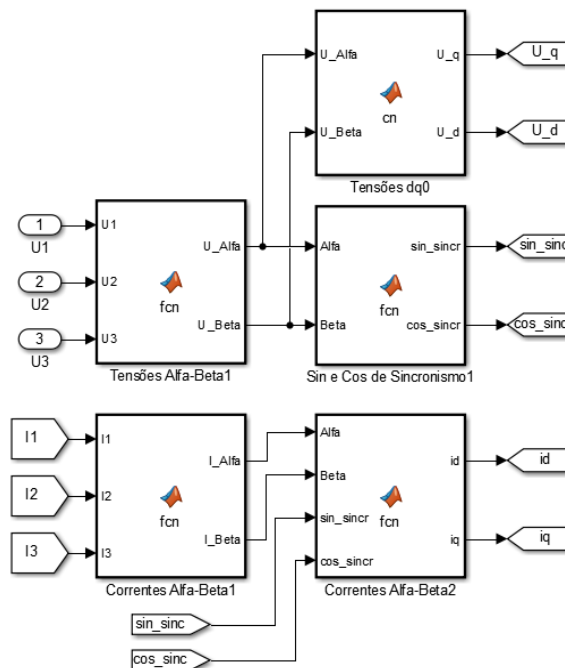

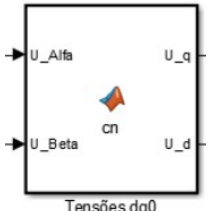

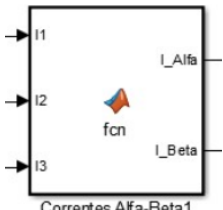
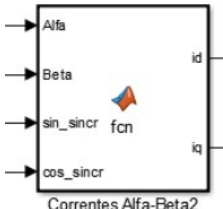


Figura 4.5 - Subsistema de transformação de coordenadas.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Para os diferentes blocos, é apresentado na Tabela 4.1, o bloco e as equações associadas ao mesmo, tendo como base as equações obtidas em (3.16), (3.31) e (3.46).

Tabela 4.1 - Elementos do subsistema de transformação de referenciais e sincronismo com a REE.

Subsistema	Equações
 <p>Tensões Alfa-Beta1</p>	<pre>function [U_Alfa,U_Beta]= fcn(U1,U2,U3)</pre> $U_Alfa = \sqrt{2/3} \cdot (U1 - 1/2 \cdot U2 - 1/2 \cdot U3);$ $U_Beta = \sqrt{2/3} \cdot (0 \cdot U1 + \sqrt{3}/2 \cdot U2 - \sqrt{3}/2 \cdot U3);$
 <p>Tensões dq0</p>	<pre>function [U_q,U_d]= cn(U_Alfa,U_Beta)</pre> $U_q = -$ $(U_Beta / (\sqrt{U_Alfa^2 + U_Beta^2})) \cdot U_Alfa + (U_Alfa / (\sqrt{U_Alfa^2 + U_Beta^2})) \cdot U_Beta;$ $U_d =$ $(U_Alfa / (\sqrt{U_Alfa^2 + U_Beta^2})) \cdot U_Alfa + (U_Beta / (\sqrt{U_Alfa^2 + U_Beta^2})) \cdot U_Beta;$
 <p>Sin e Cos de Sincronismo1</p>	<pre>function [sin_sincr,cos_sincr]= fcn(Alfa,Beta)</pre> $\sin_sincr = Beta / (\sqrt{Alfa^2 + Beta^2});$ $\cos_sincr = Alfa / (\sqrt{Alfa^2 + Beta^2});$
 <p>Correntes Alfa-Beta1</p>	<pre>function [I_Alfa,I_Beta]= fcn(I1,I2,I3)</pre> $I_Alfa = \sqrt{2/3} \cdot (I1 - 1/2 \cdot I2 - 1/2 \cdot I3);$ $I_Beta = \sqrt{2/3} \cdot (0 \cdot I1 + \sqrt{3}/2 \cdot I2 - \sqrt{3}/2 \cdot I3);$
 <p>Correntes Alfa-Beta2</p>	<pre>function [id,iq]= fcn(Alfa,Beta,sin_sincr,cos_sincr)</pre> $id = Alfa \cdot \cos_sincr + Beta \cdot \sin_sincr;$ $iq = -Alfa \cdot \sin_sincr + Beta \cdot \cos_sincr;$

Na Figura 4.6, é possível visualizar os blocos responsáveis pelo cálculo das Correntes de Referência, estando na Tabela 4.2, o bloco e as respectivas equações associadas.

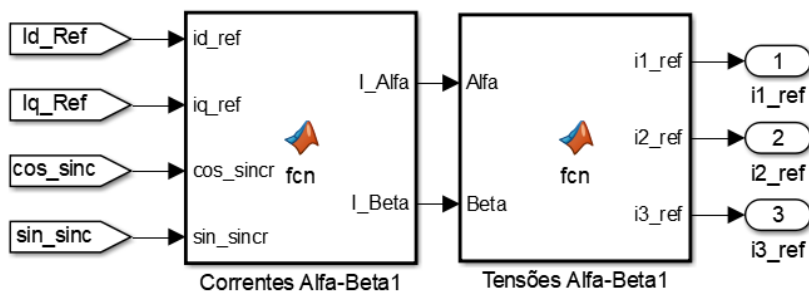


Figura 4.6 - Subsistema de cálculo das correntes de referência.

Tabela 4.2 - Subsistema para o cálculo das correntes de referência.

Subsistema	Equações
	<pre>function [I_Alfa,I_Beta] = fcn(id_ref,iq_ref,cos_sinc,sin_sinc) I_Beta=id_ref*sin_sinc+iq_ref*cos_sinc; I_Alfa=id_ref*cos_sinc-iq_ref*sin_sinc;</pre>
	<pre>function [i1_ref,i2_ref,i3_ref] = fcn(Alfa,Beta) Gama=0; i1_ref=sqrt(2/3)*(Alfa+Gama*sqrt(1/2)); i2_ref=sqrt(2/3)*(-Alfa/2+Beta*sqrt(3)/2+Gama*sqrt(1/2)); i3_ref=sqrt(2/3)*(-Alfa/2-Beta*sqrt(3)/2+Gama*sqrt(1/2));</pre>

O último bloco do subsistema de controle do conversor AC/DC, histerético, é visualizável na Figura 4.7., onde são então gerados os sinais de comutação dos semicondutores do conversor AC/DC.

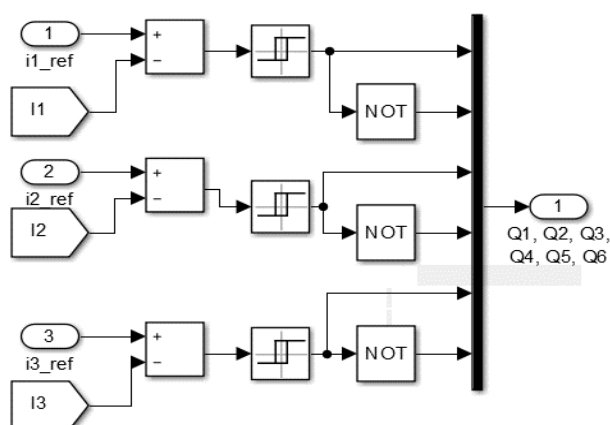


Figura 4.7 - Controlador histerético.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Os parâmetros do comparador histerético são os presentes na Tabela 4.3, tendo por base o enunciado anteriormente nesta dissertação bem como o presente na Figura 3.12.

Tabela 4.3 - Parâmetros de funcionamento do controlador histerético.

Estado	Valor
On a partir de:	0,125 A
Off a partir de:	-0,125 A
Sinal de saída quando On:	0
Sinal de saída quando Off:	1

Para o controlo do conversor DC/DC, foi elaborado o subsistema da Figura 4.8, tendo como base o diagrama de blocos presente na Figura 3.14, controlado através de um interruptor, que irá comutar, dependendo do modo de funcionamento do sistema, isto é, G2V ou V2G., conforme Figura 4.9.

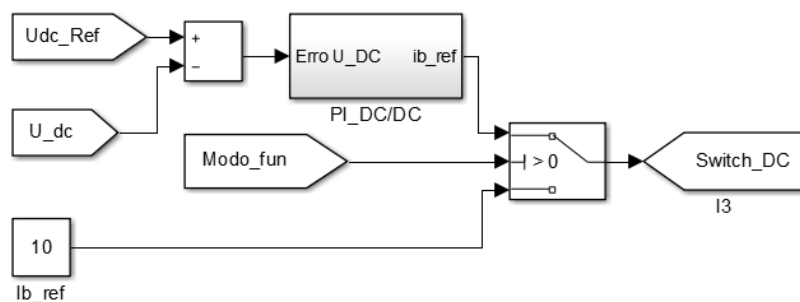


Figura 4.8 - Painel de controlo do conversor DC/DC.

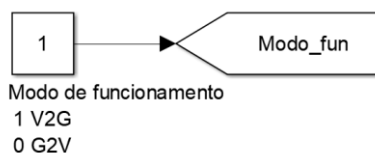


Figura 4.9 - Controlo do modo de funcionamento.

No subsistema do Painel de Controlo, são definidos parâmetros de tensão e corrente, consoante o modo de funcionamento do sistema e por conseguinte a necessidade de impor uma referência de i_b .

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Através de um controlador PI, Figura 4.10, é obtido um valor de corrente i_b de referência, para que seja possível controlar o estado de funcionamento do conversor DC/DC.

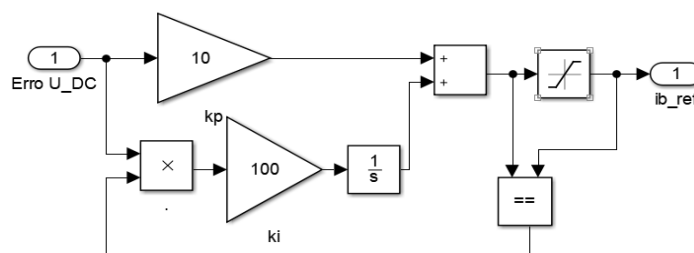


Figura 4.10 - Controlador PI.

É criado um bloco, para controlo das grandezas elétricas a definir, i_d^* , i_q^* e U_{dc}^* , facilitando a visualização das mesmas por via da Figura 4.11. Esse bloco contém um controlador PI semelhante ao da Figura 4.10.

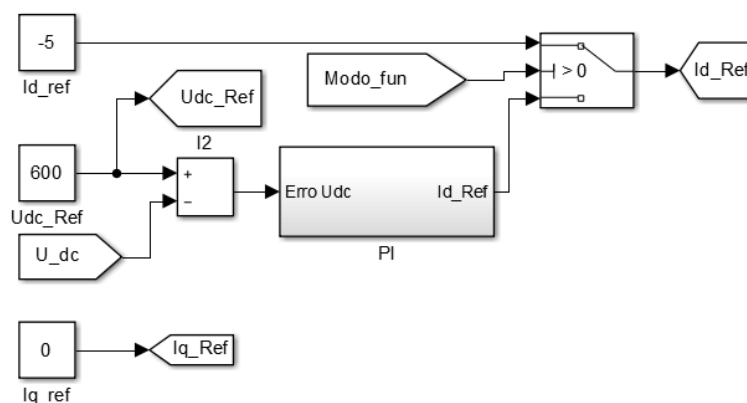


Figura 4.11 - Controlo de grandezas numéricas.

É assim possível definir o valor de tensão de referência do barramento DC bem como a sua corrente, permitindo o controlo dos semicondutores do conversor DC/DC através do comparador histerético da Figura 4.12, com os parâmetros da Tabela 4.3.

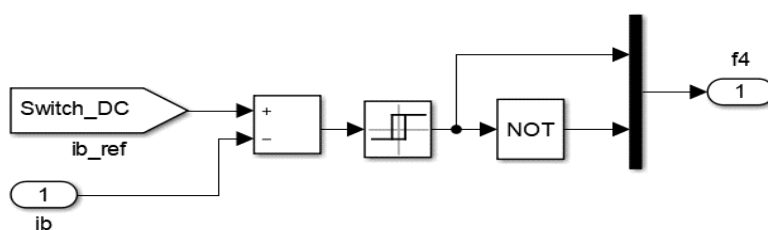


Figura 4.12 - Comparador histerético para controlo do conversor DC/DC.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

O subsistema com o painel de controlo está assim completo com os subsistemas anteriormente enumerados

Na simulação computacional, é ainda utilizado um bloco de simulação de bateria de íões de lítio, com os parâmetros da Tabela 4.4 que utiliza o modelo dinâmico de bateria dado por [Tremblay, O.; 2009].

Tabela 4.4 - Parâmetros da Bateria.

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal (V)	350
Capacidade (Ah)	1
Estado de carga inicial (%)	20
Tempo de resposta (s)	30
Parâmetros calculados através do Simulink	
Capacidade máxima (Ah)	1
Tensão de Cut-off (V):	262,5
Tensão quando completamente carregada (V):	407,4
Corrente nominal de descarga (A):	0,43
Resistência Interna (Ω):	3,5
Capacidade à tensão nominal (Ah):	0,90

É visível ainda na Figura 4.14, a curva caraterística de descarga obtida através do bloco da bateria.

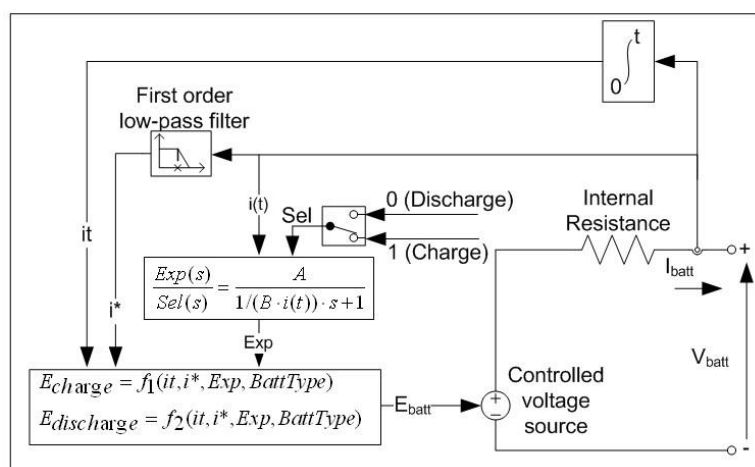


Figura 4. 13 - Modelo da bateria [Tremblay, O.; 2009].

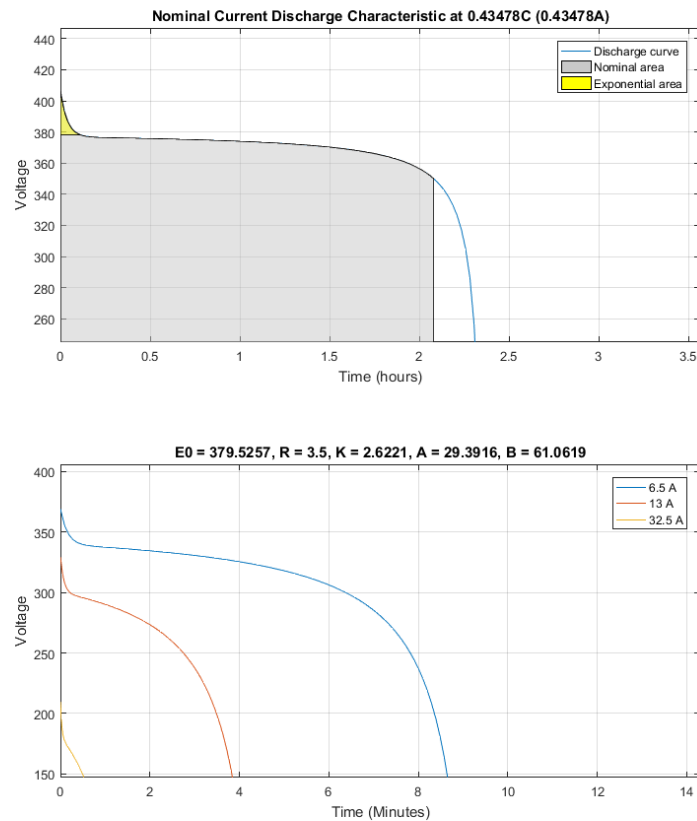


Figura 4.14 - Curva característica de descarga da bateria.

Uma vez concluído o ficheiro *simulink*, Figura 4.1, podemos simular o comportamento do sistema.

Ensaio 1: Trânsito de energia, G2V.

Começou-se por observar o trânsito de energia convencional, da rede para a bateria, modo de funcionamento G2V.

Tabela 4.5 - Parâmetros de simulação, G2V.

Parâmetros utilizados							
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}
230 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-10 A	0 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H

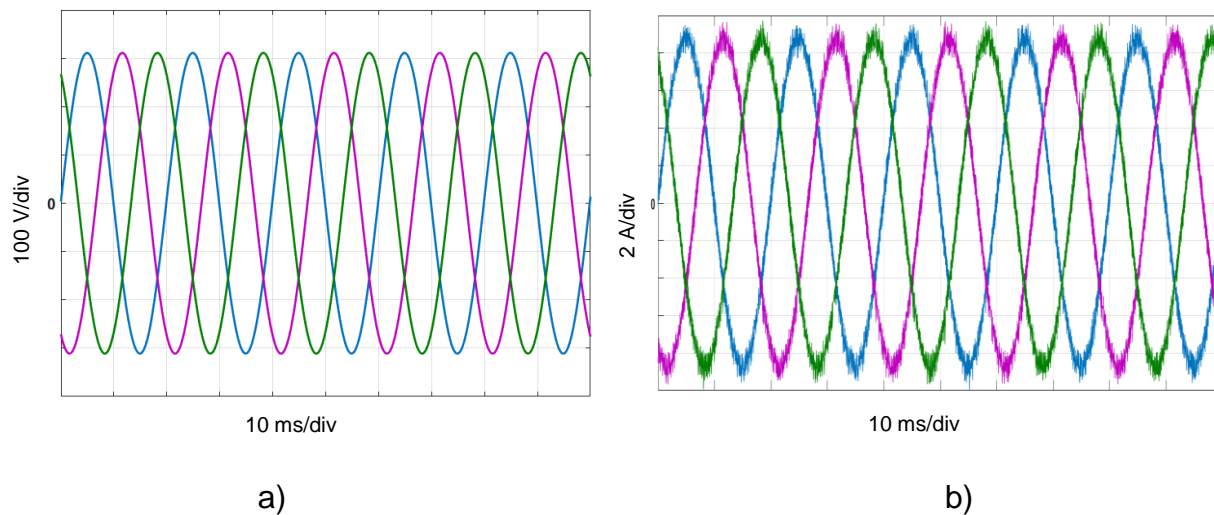


Figura 4.15 - Tensões (a) e correntes (b) por fase.

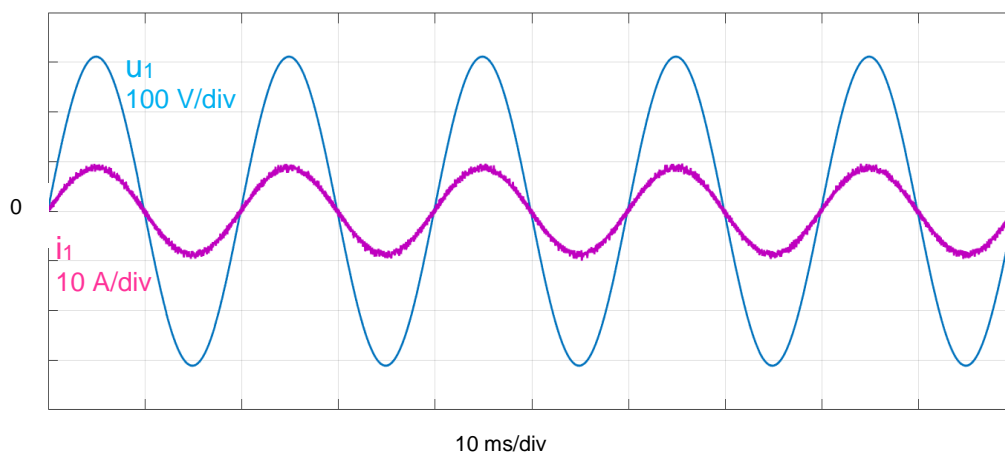


Figura 4.16 - Tensão e corrente na fase 1.

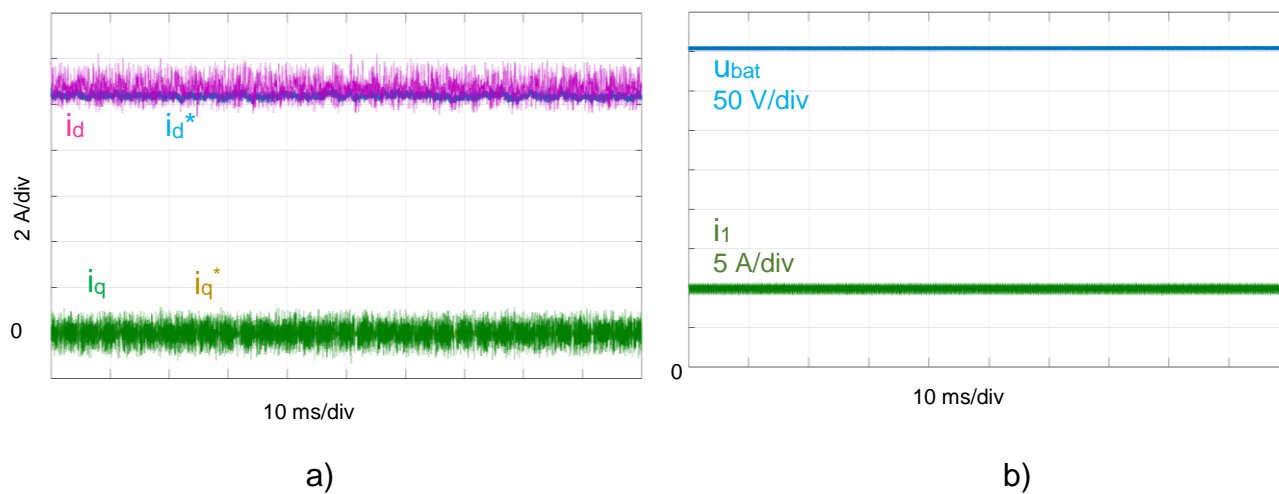


Figura 4.17 - Correntes dq (a), tensão e corrente (b) no ramo da bateria.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Na Figura 4.15 a) são visíveis as tensões por fase do sistema. Na mesma figura mas em b) são visíveis as correntes por fase.

Observando-se a Figura 4.16 podemos concluir que a corrente e a tensão se encontram em fase. Isto deve-se ao facto da componente de corrente segundo o eixo em quadratura, i_q , ser nula, existindo apenas corrente segundo o eixo direto.

Pode-se verificar que o controlo dos conversores está assegurado, dado que, as correntes i_{dq} , seguem as referências de corrente impostas, Figura 4.17 a).

Pela análise da Figura 4.17 b) verifica-se que quer a corrente quer a tensão são constantes no intervalo de tempo observado, em que a bateria está a ser carregada.

Ensaio 2: Trânsito de energia G2V, com i_q

É então interessante observar o comportamento do sistema, quando é também imposta uma corrente segundo o eixo em quadratura, estando os parâmetros da simulação na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Parâmetros de simulação G2V, com i_q .

Parâmetros utilizados							
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}
230 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-10 A	-5 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H

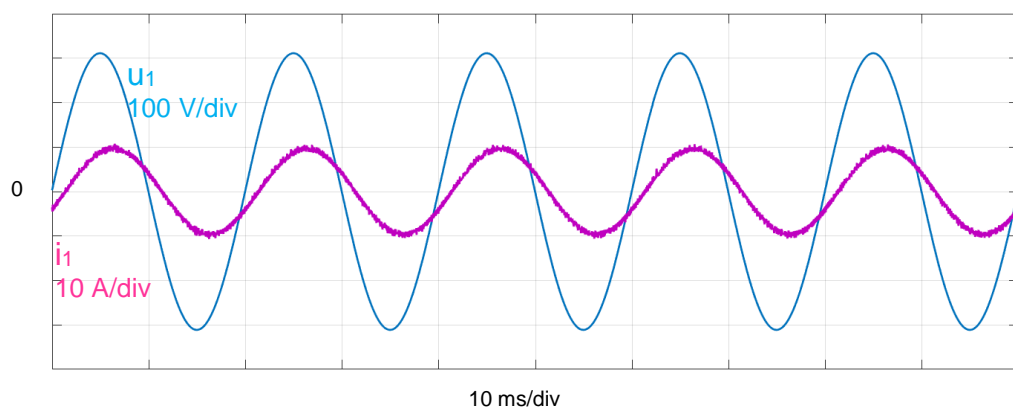


Figura 4.18 - Tensão e corrente na fase 1, com i_q .

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Conforme a Figura 4.18, verifica-se que a corrente passa a vir em atraso, relativamente à tensão da respetiva fase.

Ensaio 3: Trânsito de energia V2G.

Observado o modo de carregamento, é indispensável observar o modo de funcionamento V2G.

Assim sendo, realizou-se a simulação com os parâmetros da Tabela 4.7.

Tabela 4.7 - Parâmetros de simulação V2G.

Parâmetros utilizados							
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}
230 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-10 A	0 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H

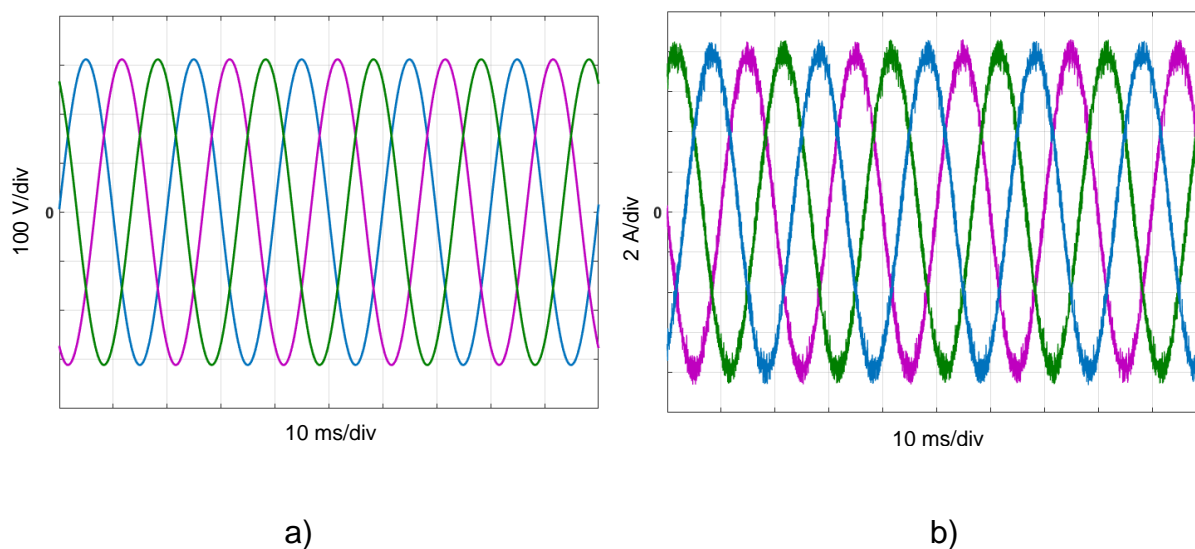


Figura 4.19 - Tensões (a) e correntes (b) do sistema.

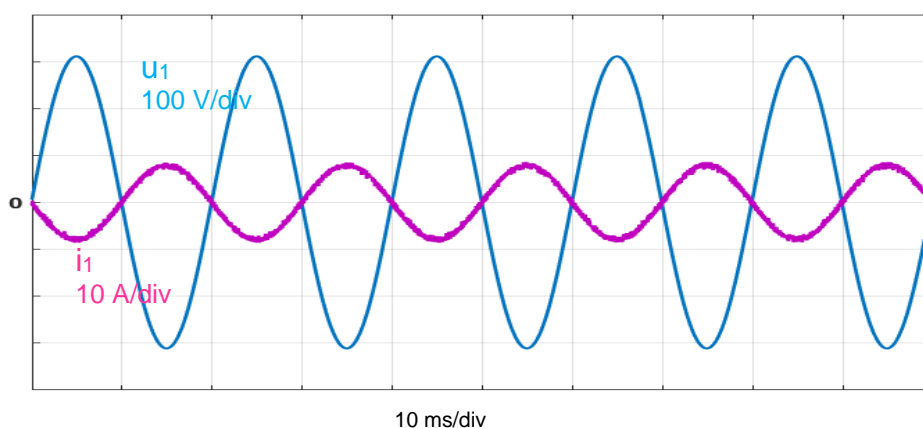


Figura 4.20 - Tensão e corrente na fase 1.

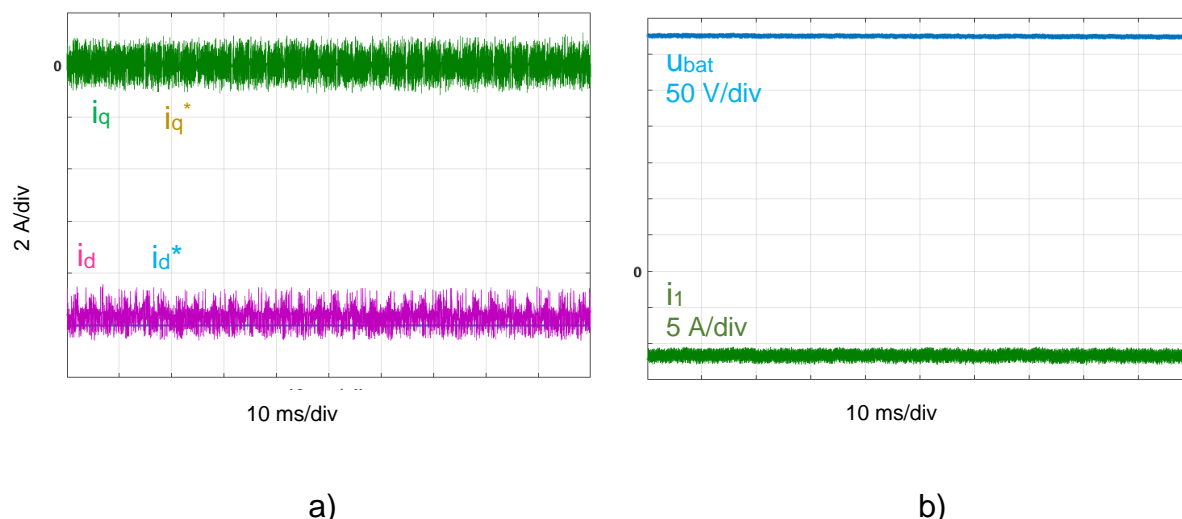


Figura 4.21 - Correntes dq (a), tensão e corrente (b) no ramo da bateria.

Na Figura 4.19 a) e b) podem ser observadas as tensões e correntes do sistema, respetivamente.

No que diz respeito às correntes, verifica-se que estas se encontram desfasadas relativamente ao ensaio G2V.

Este desfasamento é mais perceptível na Figura 4.20, onde se encontram representadas a tensão e a corrente da fase 1, podendo afirmar-se, que estas se encontram em oposição de fase. Isto deve-se à inversão do trânsito de energia, V2G.

Observando-se a Figura 4.21 a), constata-se que as correntes segundo os eixos direto e em quadratura, seguem uma vez mais as referências impostas.

No que diz respeito às grandezas do ramo da bateria, Figura 4.21 b), verifica-se que a tensão sofre uma descida de cerca de 50 V, e a corrente inverte o sentido, passando assim para valores negativos.

Ensaio 4: Trânsito de energia V2G, com i_q .

É então introduzida uma corrente segundo o eixo em quadratura, estando os parâmetros desta simulação presentes na Tabela 4.8.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.8 - Parâmetros de simulação V2G, com i_q .

Parâmetros utilizados							
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}
230 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-10 A	-5 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H

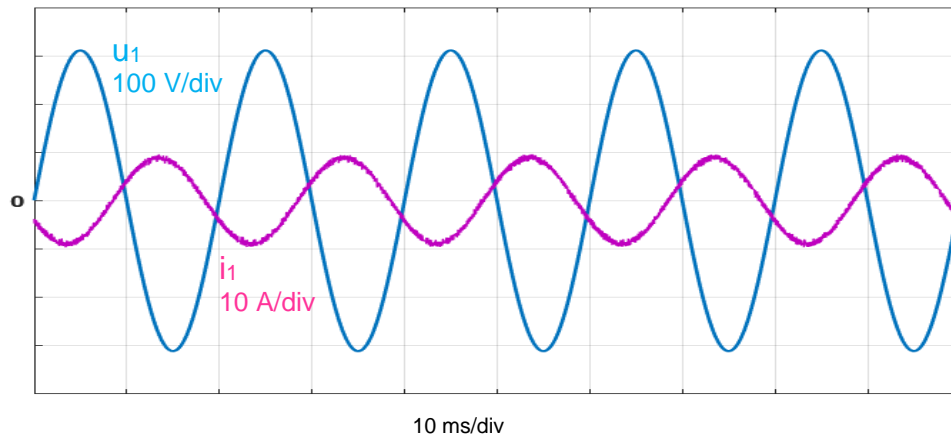


Figura 4.22 - Tensão e corrente na fase 1.

À semelhança do que foi registado no ensaio G2V, confirma-se observando a Figura 4.22, que a introdução de uma componente segundo o eixo em quadratura, provoca um atraso na corrente da fase 1, em relação á tensão desta mesma fase.

4.2 Implementação Laboratorial

Como referido no início do capítulo 4, foi utilizado um protótipo experimental existente no laboratório de Eletrónica Industrial [Duarte, J.; 2015], com recurso a um controlador digital de sinal, *dSPACE*, em conjunto com o modelo elaborado em *Matlab/Simulink*, disposto na Figura 4.23, sendo aprofundado o seu funcionamento posteriormente, no ponto 4.2.1 desta dissertação.

Após respetiva implementação, serão comparados os resultados laboratoriais com os resultados obtidos em simulação.

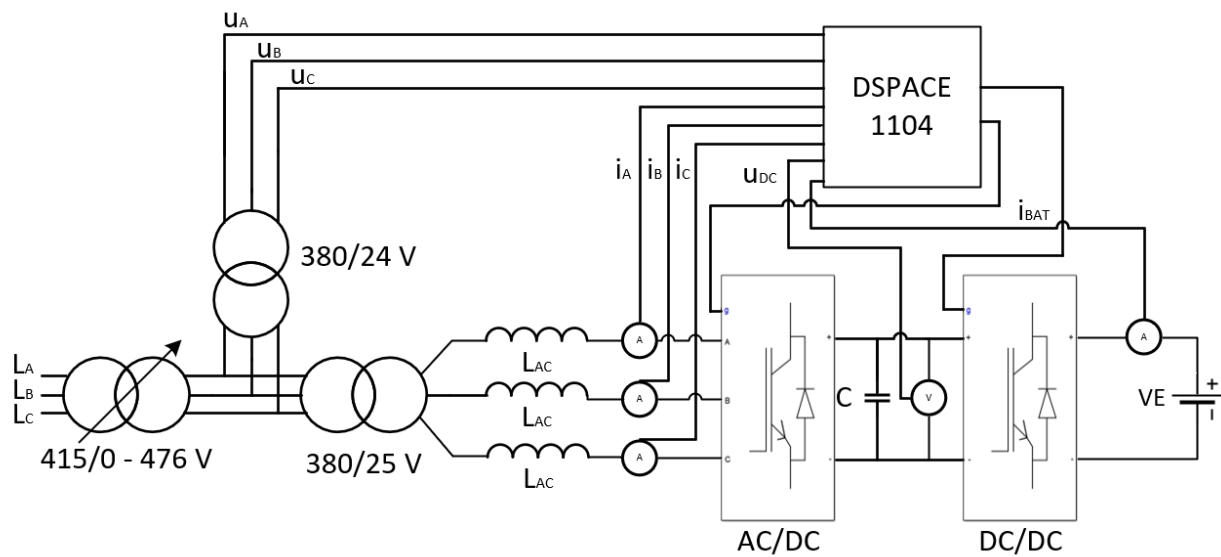


Figura 4.23 - Circuito de implementação laboratorial.

4.2.1 Caracterização do procedimento experimental

O protótipo utilizado para implementação laboratorial, é constituído por um conversor AC/DC e um conversor DC/DC. Na Figura 4.24 é apresentado um dos módulos de potência e o segundo em tudo é semelhante a este, com a exceção do número de braços de potência utilizados.

Este protótipo contempla também dois módulos de comando, constituídos por controlador digital de sinal do fabricante *dSPACE*, com uma gama de tensão de 0 V a 10 V, conjuntamente com o modelo construído em software *Matlab/Simulink*.

O controlador digital *dSPACE*, é utilizado como processador e interface, entre as grandezas elétricas e o algoritmo implementado em *Matlab/Simulink*.

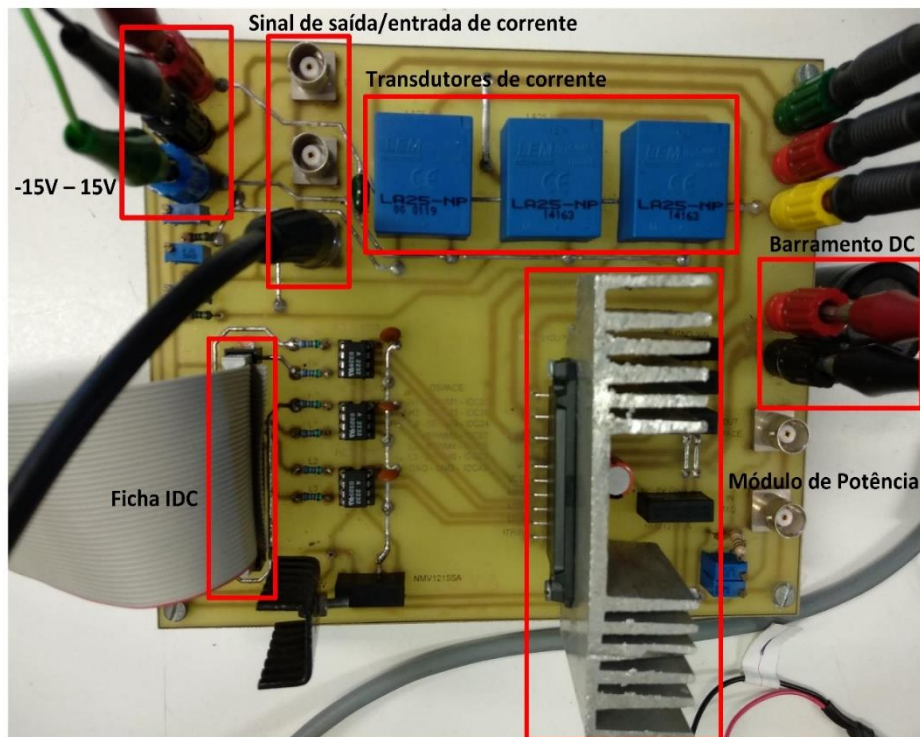


Figura 4.24 - Conversor AC/DC e DC/DC.

Os componentes constituintes do protótipo experimental encontram-se identificados na Tabela 4.9, Tabela 4.10, Tabela 4.11 e na Tabela 4.12.

Tabela 4.9 – Caraterísticas do módulo integrado de potência.

Caraterísticas do módulo integrado de potência	
Modelo	IRAMS10UP60B
V_{CE} máximo	600 V
$I_{máxima}$	10 A
f máxima comutação dos IGBT's	20 kHz

Tabela 4.10 – Caraterísticas do transdutor de corrente.

Caraterísticas do transdutor de corrente	
Modelo	LA 25-NP da LEM
Tensão de isolamento	2,5 kV
I_{PN} - Corrente nominal no primário	12 A
R_P - Resistência no primário	1,1 mΩ
L_P - Indutância no primário	0,09 μH
Relação transformação	2/1000
I_{SN} - Corrente nominal no secundário	24 mA
U_S - Tensão saída do secundário	10 V
$T_{máxima}$ - Temperatura máxima	70 °C com $\Delta = \pm 25$ °C
Alimentação	± 15 V
R_M - Resistência de medida	416,6 Ω

Tabela 4.11 - Caraterísticas do transdutor de tensão DC.

Caraterísticas do transdutor de tensão DC	
Modelo	LV 25-P da LEM
Tensão de Isolamento	2,5 kV
I_{PN} - Corrente nominal no primário	10 mA
V_M – Tensão de saída do sensor de tensão	10 V
R_1 – Resistência medida no primário	33 kΩ
U_{DC} – Tensão imposta pela fonte DC	330 V
I_{SN} – Corrente nominal no secundário	25 mA
U_S – Tensão de saída do secundário	± 15 V
R_M – Resistência de medida	400 Ω

Tabela 4.12 - Caraterísticas do acoplador ótico.

Caraterísticas do acoplador ótico (Desacoplamento dos sinais de comando)	
Modelo	HCPL-2232 da <i>Hewlett Packard</i>
CMR – Mínimo comum no modo de rejeição	10 kV/ μ s até $V_{CM}= 1000$ V
$I_{entrada}$	1,6 mA até 1,8 mA
Performance garantida	- 40 °C até 85 °C

Para que a interligação não fosse concretizada de forma abrupta, utilizou-se um autotransformador trifásico da marca *Claude Lyons Controls LTD*, modelo *Regavolt*, referência 708 G3E 3 PH.

Este autotransformador tem uma tensão de entrada de 415 V, e a possibilidade de regular a tensão de saída entre os 0 V e os 476 V, com uma corrente máxima por fase de 8 A, para podermos aumentar a tensão do sistema progressivamente e em segurança.

Na Figura 4.25, podemos visualizar este tipo de autotransformador.



Figura 4.25 – Autotransformador.

Relativamente às grandezas dos parâmetros do conversor, foi utilizado um condensador em paralelo, com uma capacidade de 330 μ F, entre o conversor AC/DC e DC/DC, Figura 4.23.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Recorreu-se a uma indutância por fase com 4 mH, da marca Oficel.

No secundário do transformador trifásico de interligação com a REE, marca JTS, referência 38241KJR, dispomos de uma tensão no primário de 380 V e no secundário de 25 V, Figura 4.26.

Foi ainda utilizado um segundo transformador com as tensões de amostragem, necessárias ao controlo do conversor AC/DC permitindo converter as tensões de entrada para tensões dentro da gama de valores do *DSP*, Figura 4.27.

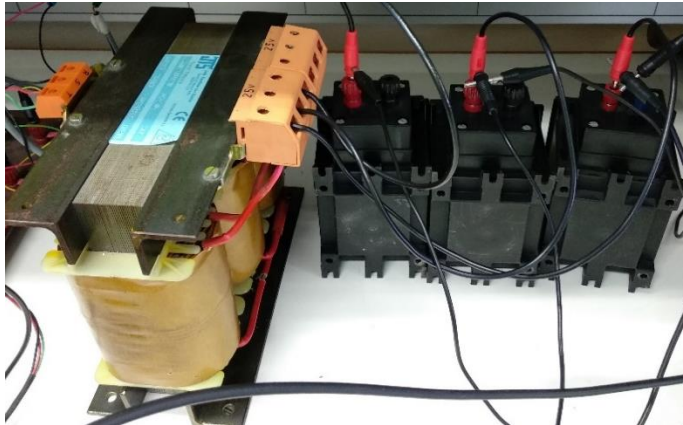


Figura 4.26 - Indutâncias e transformador de interligação com a REE.



Figura 4.27 - Transformador com tensões de amostragem.

Recorreu-se ainda a uma outra fonte de tensão DC, em detrimento da bateria do VE, visível na Figura 4.28. Desta forma, não nos é possível analisar o trânsito da REE para o VE (convencional).

Para o controlo do sinal de comando, foi utilizada uma segunda fonte de alimentação, como modelador PWM, Figura 4.29. Ambas as fontes são da marca METRIX, com os modelos AX 502, para a fonte DC, e AX 322 para a fonte de sinal.



Figura 4.28 - Fonte de tensão DC.



Figura 4.29 - Fonte de sinal.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Relativamente à visualização gráfica das grandezas que necessitamos, foi utilizado um osciloscópio digital da *Tektronix* TDS2014, Figura 4.30.

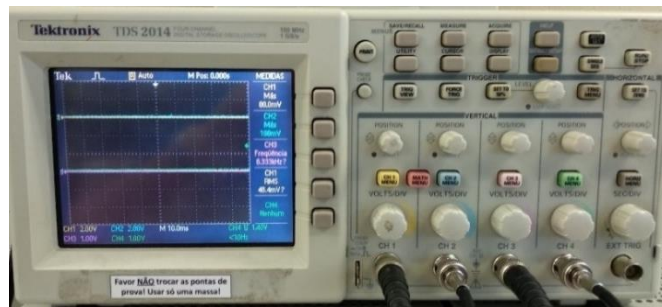


Figura 4.30 - Osciloscópio digital.

Para leitura da tensão U_{dc} do barramento DC foi utilizada uma sonda de tensão ativa, TT-SI 9001 da TESTEC, Figura 4.31.



Figura 4.31 - Sonda de tensão ativa.

4.2.2 Controlo dos Conversores

Seguidamente estabeleceu-se o método de controlo dos dois conversores, AC/DC e DC/DC.

Implementou-se então o algoritmo de controlo em *Matlab/Simulink*, com a utilização de blocos específicos para o *DSP*, disponíveis na *toolbox dSPACE RT1104*, um modelador com portas digitais dedicadas para PWM (DS1104SL_DSP_PWM) destinado a gerar os sinais de comando dos dois conversores, conversores de grandezas analógicas para digital (DS1104ADC e DS1104MUX), e conversores de digital para analógico (DS1104DAC), de forma a ser possível visualizar as grandezas desejadas no osciloscópio.

Na Figura 4.32 está presente o diagrama de blocos implementado para o controlo do conversor AC/DC, enquanto que na Figura 4.33 é visível o diagrama de blocos para o controlo do conversor DC/DC.

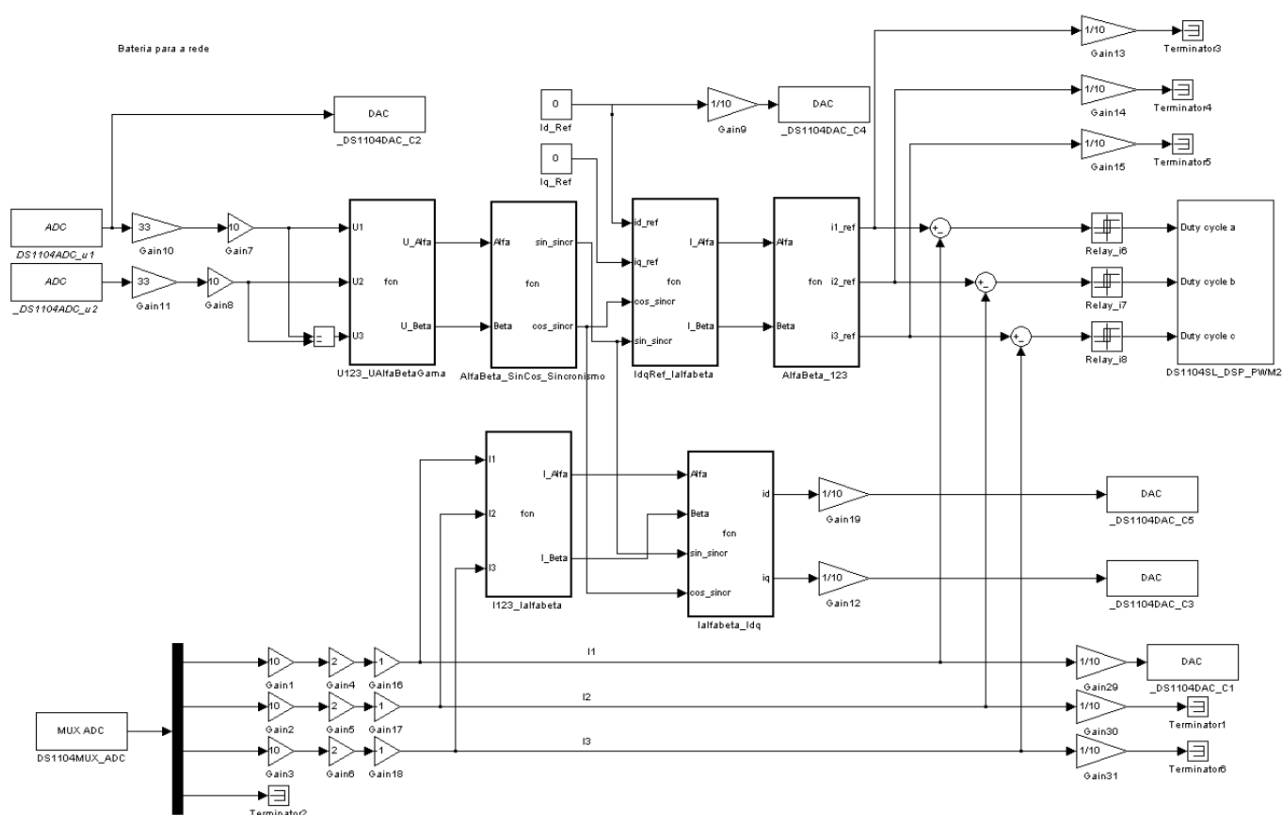


Figura 4.32 - Diagrama de blocos com a implementação do controlo do conversor AC/DC.

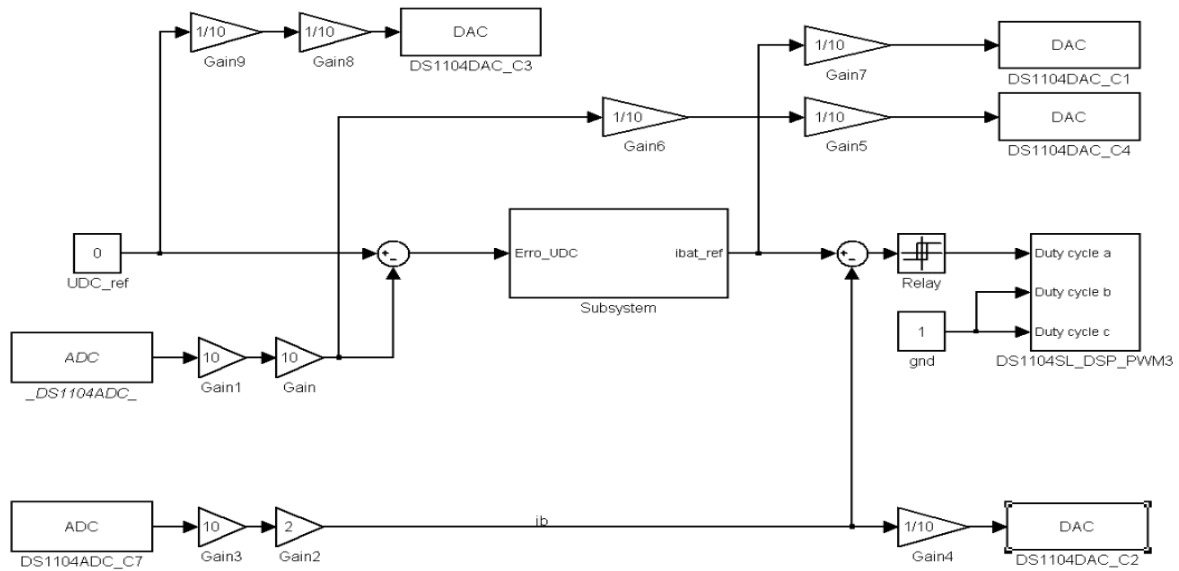


Figura 4.33 - Diagrama de blocos com a implementação do controlo do conversor DC/DC.

Os blocos para transformação das grandezas nos diferentes referenciais, 123 , $\alpha\beta$ e dq , são os das Tabela 4.1 e Tabela 4.2, conforme implementado em simulação computacional.

4.3 Comparação entre Resultados de Simulação e Experimentais

Após a implementação laboratorial, foram desenvolvidos diversos ensaios, com o objetivo de validar o modelo de *matlab/simulink*.

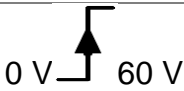
Começou-se por observar ambos os conversores em separado, implementando-se o conversor DC/DC, executando o ensaio da Figura 4.34.

Ensaio 1: Controlo de tensão U_{dc} , resposta ao escalão.

Os parâmetros utilizados são os presentes na Tabela 4.13, impondo-se um escalão da tensão U_{dc}^* , de tensão inicial de 0 V, e posteriormente uma tensão de 60 V.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.13 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico do conversor DC/DC.

Parâmetros utilizados								
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}	u_{bat}
400:25 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-2,5 A	0 A		0,1 Ω	4×10^{-3} H	40 V

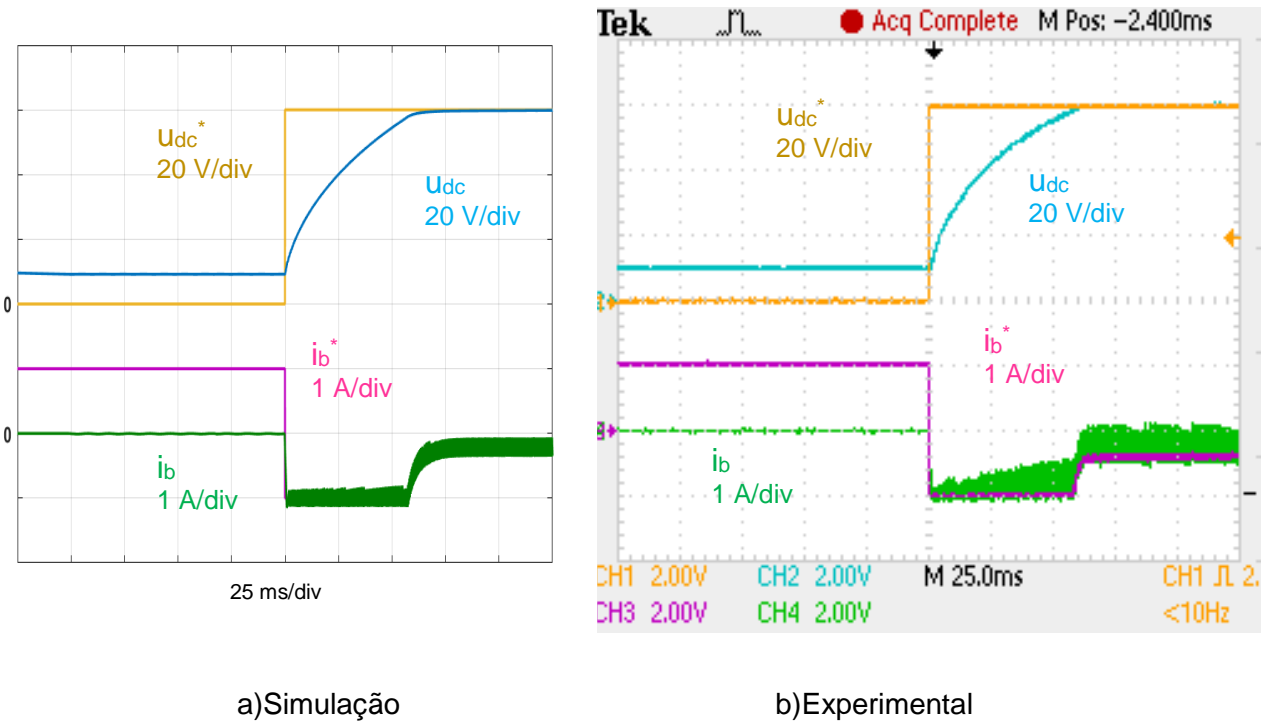


Figura 4.34 - Regime dinâmico do conversor DC/DC.

Na Figura 4.34 a), podemos visualizar o ensaio obtido por simulação numérica, enquanto na Figura 4.34 b) está presente o ensaio laboratorial.

Verificamos que a corrente da bateria, i_b , efetua a compensação da subida da tensão, passando de valores nulos para valores de aproximadamente -1 A, em regime transitório, fixando-se aproximadamente em -0,5 A.

Ensaio 2: Evoluções temporais em regime permanente.

Interligando os dois conversores, foi ensaiado o trânsito de energia da bateria para a rede em regime permanente, com os parâmetros presentes na Tabela 4.14.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.14 - Parâmetros utilizados no ensaio de regime permanente.

u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}	u_{bat}
400:25 V	0,1 Ω	4 $\times 10^{-3}$ H	-1 A	0 A	40 V	0,1 Ω	4 $\times 10^{-3}$ H	40 V

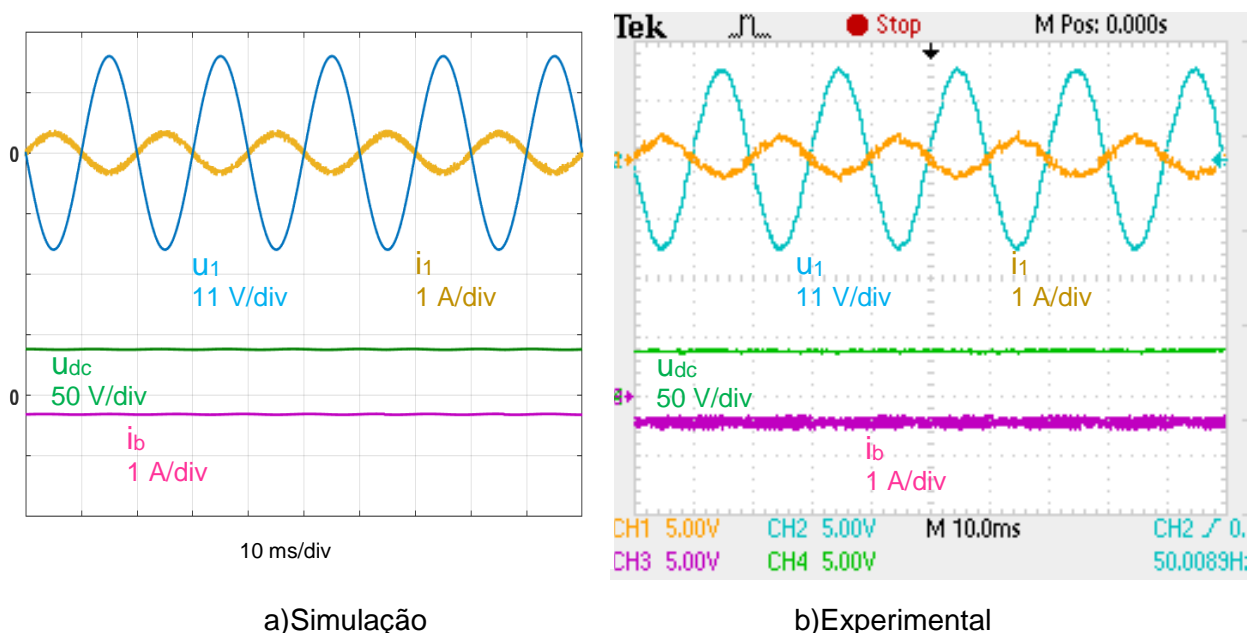


Figura 4.35 - Regime permanente dos conversores AC/DC e DC/DC.

Na Figura 4.35 a) está presente o ensaio computacional, enquanto na Figura 4.35 b) está presente o ensaio obtido em laboratório.

É visível a tensão e corrente na fase 1, bem como a tensão do barramento DC, U_{DC} , e a corrente na bateria, i_b em ambas as situações, simulação e experimental.

Nos elementos reunidos, constatamos que a corrente se encontra em oposição de fase relativamente à tensão, dado que, o valor imposto de corrente segundo o eixo direto, i_d^* , é de -1 A, fluindo a corrente da bateria para a rede, e validando-se desta forma a interligação dos conversores AC/DC e DC/DC.

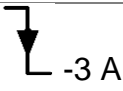
Para a análise de regime dinâmico, foi imposto um escalão de corrente segundo o eixo direto, visível na Figura 4.36.

Ensaio 3: Evolução temporal da referência i_d .

Os parâmetros utilizados no ensaio são os presentes na Tabela 4.15.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.15 - Parâmetros utilizados em regime dinâmico, escalão de i_d .

Parâmetros utilizados								
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}	u_{bat}
400:25 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-1 A  -3 A	0 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	40 V

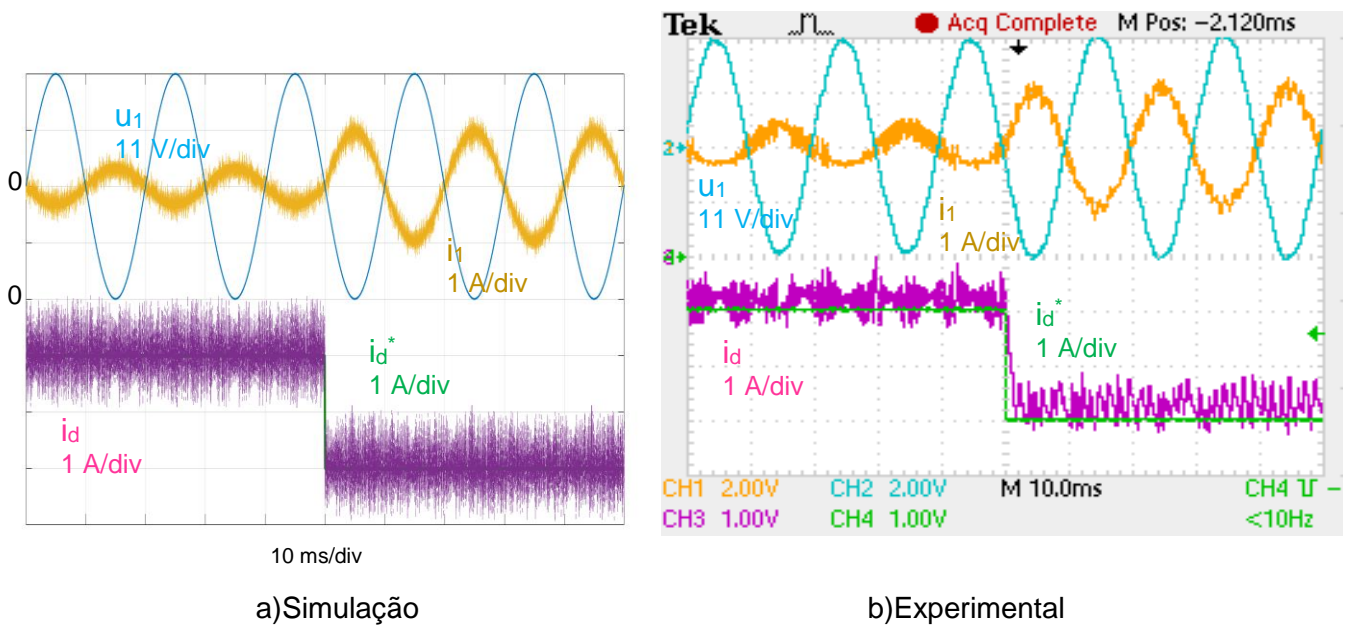


Figura 4.36 - Regime dinâmico, escalão de i_d .

Através da análise da Figura 4.36 a) e b), temos presente o resultado obtido em simulação e experimental, respetivamente.

Verifica-se que, após a imposição do escalão de corrente segundo o eixo direto, i_d^* , a corrente mantém-se em oposição de fase com a tensão, aumentando o valor de corrente.

Verifica-se cumulativamente, que o conversor efetua o controlo de corrente, dado que o valor de corrente segundo o eixo direto acompanha a referência imposta.

Voltando às condições anteriores, vamos restringir um escalão de corrente, imposto desta vez sobre a corrente segundo o eixo em quadratura.

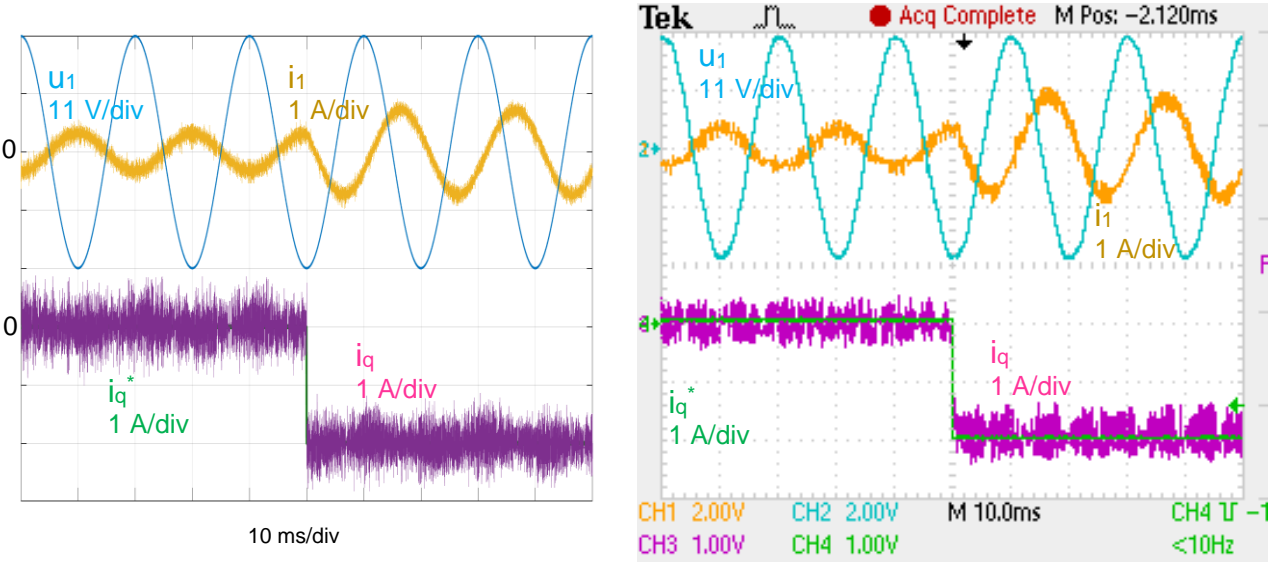
Ensaio 4: Evolução temporal da referência i_q .

Na Tabela 4.16 estão presentes os parâmetros utilizados, dispondo-se os resultados obtidos em simulação na Figura 4.37 a), e os resultados obtidos em laboratório, Figura 4.37 b).

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.16 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico, escalão de i_q .

Parâmetros utilizados									
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}	u_{bat}	
400:25 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	-1 A	0 A \downarrow -2 A	600 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	40 V	



a) Simulação

b) Experimental

Figura 4.37 - Regime dinâmico, escalão de i_q .

Após a imposição do escalão de corrente segundo o eixo em quadratura, podemos verificar que ambos os conversores continuam a controlar o trânsito de energia.

Verifica-se que a corrente de fase fica em atraso em relação à tensão de fase.

É também interessante, observar a tensão no barramento DC em regime dinâmico.

Assim sendo, visualizou-se o estado da tensão DC, uma vez mais com a imposição de escalões de corrente, quer segundo o eixo direto quer segundo o eixo em quadratura.

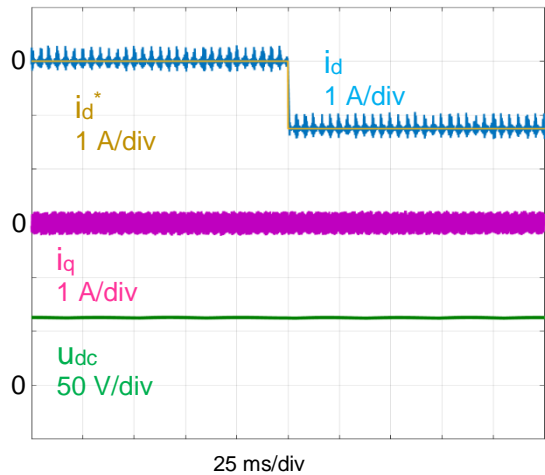
Ensaio 5: Evolução temporal de U_{dc} com escalão i_q .

Estabeleceu-se assim um escalão de corrente, primeiro segundo o eixo em quadratura, Figura 4.38, utilizando os parâmetros presentes na Tabela 4.17.

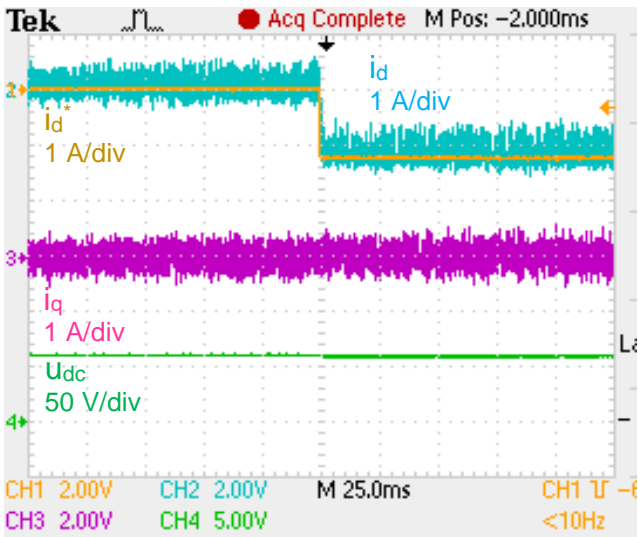
Capítulo 4 – Resultados de Simulação Numérica e Experimental

Tabela 4.18 - Parâmetros do ensaio em regime dinâmico escalão i_d .

Parâmetros utilizados								
u_{REE}	R_{ac}	l_{ac}	i_d^*	i_q^*	u_{dc}^*	R_{dc}	l_{dc}	u_{bat}
400:25 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	0 A <div>⌞ -1.2 A</div>	0 A	60 V	0,1 Ω	4×10^{-3} H	60 V



a) Simulação



b) Experimental

Figura 4.39 - Tensão no barramento DC e correntes segundo o referencial dq0

Na Figura 4.39 a) é visível o ensaio obtido em simulação, enquanto o ensaio desenvolvido em laboratório está presente na Figura 4.39 b).

Mais uma vez, podemos verificar que a tensão no barramento DC se mantém constante, não sofrendo qualquer perturbação, após a imposição do escalão de corrente.

Podemos então concluir que, o modelo construído em simulação computacional, se encontra validado pelos resultados obtidos em ensaio laboratorial.

Conclusões

Face a todo o trabalho teórico e prático desenvolvido no âmbito da presente dissertação, são expostas no presente capítulo as respetivas conclusões, devidamente sustentadas com os dados obtidos, no que diz respeito à implementação de carregadores V2G, bem como as futuras perspectivas de trabalho, que possam vir a ser desenvolvidas.

5.1. Conclusões Finais

A utilização do sistema de carregamento V2G permite o trânsito de energia contrário ao convencional. Podemos assim alimentar uma carga utilizando o veículo como fonte de energia elétrica.

A utilização de conversores AC/DC implica a introdução de resultados indesejados na REE, devido à forma não sinusoidal das correntes.

Podemos atenuar estes malefícios, como por exemplo com a utilização de controladores histeréticos, sendo que estes nos permitem também atuar sobre o trânsito de potência desejado, seja ele potência ativa, ou potência reativa, produzindo-se assim, correntes muito próximas de correntes sinusoidais, na entrada do conversor.

A utilização do conversor DC/DC, também coloca alguns entraves quanto à injeção de potência na REE, dado que maioritariamente, é necessário elevar a tensão proveniente da bateria, para que esta possa então ser ondulada pelo conversor AC/DC e posteriormente entregue à REE.

Recordando o principal objetivo desta dissertação, nomeadamente o estudo teórico e respetiva validação experimental, de um conversor que permitisse a bidirecionalidade no carregamento de veículos elétricos, injetando energia elétrica na rede de energia elétrica, evidenciou-se teórica e experimentalmente a sua possibilidade.

A utilização de controladores PI e histeréticos é indispensável para o controlo de potência.

Conclusões

Constatou-se também a possibilidade de compensação da energia reativa enquanto estamos a carregar o veículo, consumindo esta energia ativa para o carregamento das suas baterias.

Foi ainda verificado o funcionamento do conversor nos quatro quadrantes, ou seja, com a variação das correntes de referência, segundo os eixos direto e em quadratura (i_d^* e i_q^*), obtendo-se assim o controlo total sobre o trânsito de energia desejado.

Desta dissertação surgirá um artigo científico, proposto para publicação no âmbito dos carregadores V2G.

5.2. Perspetivas futuras

Como proposta de trabalhos futuros, que englobem o sistema V2G, fica por implementar um protótipo de escala 1:1, e efetuar os devidos ensaios num veículo completamente operacional.

Deverá também ser abordado o sistema de controlo, relativamente ao *State of Charge* das baterias do veículo, para garantir que o veículo deixa de fornecer energia à REE quando a bateria desce abaixo de um determinado valor de carga, assegurando assim mínimos de operacionalidade para o fim primário e efetivo, a que se destina um veículo.

Outro aspeto não abordado, e que deveria ser alvo de um estudo mais profundo, foi o estudo térmico das baterias utilizadas, ou seja, ter em consideração a temperatura interna de cada bateria, para evitar estragos na integridade das mesmas, assim como eventualmente em outros elementos constituintes do respetivo veículo, elementos esses que sejam mais suscetíveis e limitados a determinados parâmetros de temperatura.

Sugere-se ainda a implementação de soluções de comando e controlo, recorrendo a microcontroladores, evitando assim a utilização do *dSPACE*, para se efetuar o controlo dos conversores AC/DC e DC/DC.

Será também relevante, estudar o impacto do sistema V2G em *SmatGrids*.

Conclusões

Ainda que não se encontre enquadramento no âmbito da engenharia e da presente dissertação, aumentando a amplitude e a abrangência da avaliação de impactos resultantes dos sistemas de transferência de energia por indutância, sistemas onde são gerados campos eletromagnéticos, seria também um possível ponto de abordagem futura, em coordenação com as áreas da saúde, uma avaliação e desmistificação das consequências dos campos magnéticos na saúde, sobretudo por exemplo, em pessoas com pacemakers, ou equipamentos similares.

Bibliografia

[ABB, 2013] – Knowing the EV charging ecosystem (2013), “Fast Charging Infrastructure”

[Abreu, Alexandre; 2009] – Abreu, Alexandre; Nascimento, Daniel; Machado, Luciana; Costa, Helena; “The limits of the Ecological Footprint”, Desenvolvimento e meio Ambiente, UFPR, Dec 2009

[André, Ricardo; 2015] – André, Ricardo; Carreira, Pedro; Neves, André; Fortunato, Carlos; Santana, João; Pinto, Sónia; Gambôa, Paulo; Chaves, Miguel; Jesus, Hélio; “EDP Distribuição’s Inovgrid First Electrical Energy Storage Project”, 23rd International Conference on Electricity Distribution, 15-18 June 2015

[CEA, 2015] – Chaves, Miguel; Gambôa, Paulo, Documentação de apoio a conversores eletrónicos em acionamentos, ISEL, 2015.

[Chaves, M.; 2009] – Chaves, M.; Margato, E.; Silva, J.F.; Pinto, S.F. New approach in back-to-back n-level diode-clamped multilevel converter modelling and direct current bus voltages balancing. IET Power Electron. Vol.3. pp 578-589. March 2009.

[EDP, 2005] – “Manual de Qualidade de Energia Elétrica”, EDP, 2005.

[Duarte, J.; 2015] – Duarte, Jorge Miguel Rodrigues, “Retificador Trifásico Controlado com Fator de Potência Quase Unitário”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, ISEL, 2015.

[Etezadi-Amoli, Mehdi; 2010] – Etezadi-Amoli, Mehdi; Choma, Kent; Stefani, Jason; “Rapid-Charge Electric-Vehicle Stations”, TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 25, NO. 3, IEEE, 21 June 2010

[Fazeli, Seyed; 2017] – Fazeli, Seyed; Jovcic, Dragan, (2017), “Laboratory Demonstration of Closed Loop 30kW, 200V/900V IGBT-based LCL DC/DC Converter”. IEEE, 11 October 2017

[Gago, Ricardo; 2015] – Gago, Ricardo; “Posto de Carregamento Rápido para Veículos Elétricos”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2015

Bibliografia

- [G. Marques; 2007] – Marques, G.; Pires, V.; Malinowski, M.; Kazmierkowski, M. (2007), “An improved synchronous reference frame method for active filters”, EUROCON 2007 The International Conference on Computer as a Tool, pp. 2564-2569, September 2007.
- [Hagbini, Saeid; 2010] – Hagbini, Saeid; Khan, Kashif, Lundmark, Sonja, Alakula, Mats; Carlson, Ola; Leksel, Mats; Wallmark, Oskar, “Integrated Chargers for EV’s and PHEV’s: Examples and New Solutions”, XIX International Conference on Electrical Machines, IEEE, 6-8 September 2010
- [Lopes, F.; 2016] – Lopes, Flávio Jorge dos Santos, “Utilização de Baterias de Iões de Lítio em Sistemas de Armazenamento de Energia”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, ISEL, 2016.
- [Lozano, J. Gallardo; 2011] – Lozano, J. Gallardo; Montero, M.I. Milanés; Martínez, M.A. Guerrero; Cadaval, E. Romero; “Three-phase Bidirectional Battery Charger for Smart Electric Vehicles”, Power Electrical and Electronic Systems (PE&ES); June 2011
- [Milchram, Christine; 2018] – Milchram, Christine; Hillerbrand, Rafaela, “Energy Justice and Smart Grid Systems: Evidence from the Netherlands and the United Kingdom! APPLIED ENERGY, 229; 1244-1259, 11 August 2018.
- [Newmotion – 2018] Newmotion – 2018. Disponível em: <<https://newmotion.com/en>>. Consultado em 28 mar 2018
- [Palma, João; 1999] – Palma, João, “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999, ISBN 972-31-0839-9.
- [Silva, José; 2013] – Alves da Silva, José Fernando. Electrónica Industrial: semicondutores e conversores de potência. 2ª Edição. Fundação Calouste Gulbenkian, 2013
- [Shi, Lisheng; 2008] – Shi, Lisheng; Meintz, Andrew; Ferdowi, Mehdi; “Single-Phase Bidirectional AC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Applications”, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC); September 2008
- [Svensson, J; 2001] – Svensson, J. (2001), “Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters”, IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution IET Journal, vol. 148, no 3, pp. 229-235, May 2001.

Bibliografia

[Tan, Siew-Chong; 2012] – Tan, Siew-Chong; Lai, Yuk-Ming; Tse, Chi Kong. Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation. 1ª Edição. CRC Press, 2012

[Tremblay, O.; 2009] – Tremblay, O., L.-A. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications." World Electric Vehicle Journal. Vol. 3, May 13–16, 2009.

[Vermulst, Bas; 2016] – Vermulst, Bas; Duarte, Jorge; Wijnands, Cornelis; Lomonova, Elena; "Quad-Active-Bridge Single-Stage Bidirectional Three-Phase AC–DC Converter With Isolation: Introduction and Optimized Modulation", TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 32, NO. 4, IEEE, 10 June 2016.

[Yilmaz, Murat; 2013] – Yilmaz, Murat; Krein, Philip T., "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles", Transactions on Power Electronics, IEEE, 5 May 2013

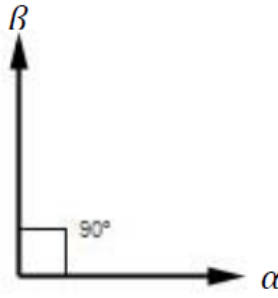


Figura A.2 - Desfasamento de α e β .

Por analogia descrita em (A.2), mas apenas para duas bobinas desfasadas 90° , conclui-se (A.3):

$$F_{S_{Equivalente}} = \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} [i_\alpha \cos(\alpha) + i_\beta \cos(\beta)] \quad (A.3)$$

Desta forma, consegue-se passar de um referencial trifásico, 123, para um referencial bifásico, $\alpha\beta$, equivalente.

Uma vez que α e β estão desfasados 90° , podemos substituir α por 0° e β por 90° .

Para o referencial 123, considerando que este está numa posição estática, podemos substituir ωt por 0° .

Posto isto, igualando (A.2) a (A.3) e considerando que os ângulos podem ser referenciados a um cos ou a um sen, obtém-se (A.4):

$$\begin{cases} \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} i_\alpha = \frac{N_S}{2} [i_a \cos(0) + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} i_\beta = \frac{N_S}{2} [i_a \sin(0) + i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad (A.4)$$

Resolvendo (A.4) em ordem a i_α e i_β obtém-se (A.5):

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}} [i_a + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ i_\beta = \frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}} [i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad (A.5)$$

Anexos

Assumindo que $\frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}}$ é igual a uma constante K , é possível relacionar as correntes no referencial $\alpha\beta\gamma$ com as correntes no referencial 123, onde k_H é o ganho da componente homopolar, (A.6):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (A.6)$$

A matriz em (A.6) é considerada a matriz Concordia, $[C]^{-1}$. Sendo que para que a potência seja igual nos dois sistemas, 123 e $\alpha\beta\gamma$, considera-se a igualdade (A.8).

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (A.8)$$

Assumindo esta relação, verificamos com (A.9) que a expressão da potência é mantida.

$$P = [u_{123}]^T [i_{123}] = ([C][u_{\alpha\beta\gamma}])^T ([C][i_{\alpha\beta\gamma}]) = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [C]^T [C] [i_{\alpha\beta\gamma}] = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [i_{\alpha\beta\gamma}] \quad (A.9)$$

Como demonstrado anteriormente, se usarmos a equivalência para a matriz Concordia, obtém-se (A.10):

$$[C]^{-1} \equiv [C]^T \rightarrow [C][C]^T \equiv [C][C]^1 = [I] \rightarrow [I] = 1 \quad (A.10)$$

Desta forma, usando a lógica em (A.10), conclui-se (A.11):

$$k \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_H \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_H \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_H \end{bmatrix} k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (A.11)$$

Através de manipulação matemática de (A.11), obtém-se (A.12):

$$\begin{cases} k = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_H = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Desta forma, podemos definir a matriz Concordia e a sua transposta, (A.13) e (A.14) respetivamente:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Com a matriz Concordia definida é possível alternar entre os referenciais 123 e $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Anexo II – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para $dq0$

Para calcular a matriz de rotação, que nos permite passar do referencial bifásico estático equivalente, $\alpha\beta$, para o referencial bifásico equivalente girante, $dq0$, considera-se um ângulo de defasamento entre referenciais θ , Figura A.3.

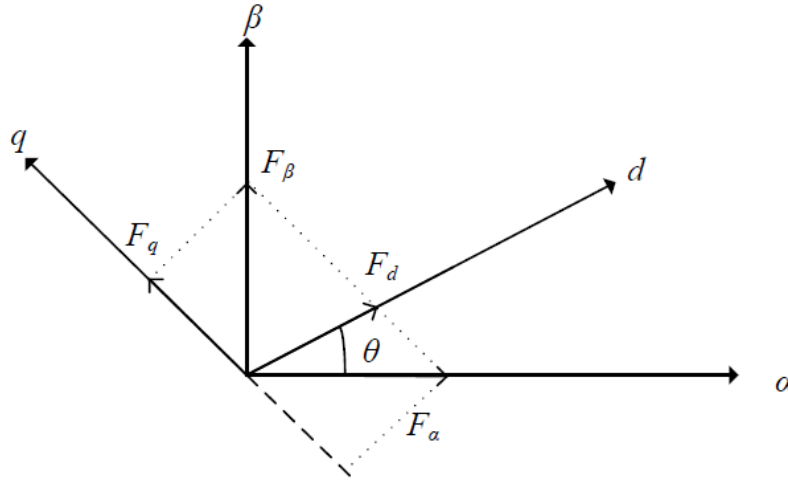


Figura A.3 - Referencial girante e estacionário

Da Figura A.3, conclui-se (B.1):

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos \theta + F_\beta \sin \theta \\ F_q = -F_\alpha \sin \theta + F_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (B.1)$$

Passando (B.1) para a forma matricial, adicionando componente homopolar obtém-se (B.2):

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

Aplicando a mesma lógica de (B.2), é possível definir a matriz de rotação ou matriz de transformação de Park [P], (B.3):

$$P(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Para ser possível passar diretamente do referencial 123 para dq podemos definir a matriz de rotação, (B.4):

$$[D]^T = [P]^T [C]^T \quad (\text{B.4})$$

Que provém de (B.5):

$$[X_{dq0}] = [D]^T [X_{123}] \Leftrightarrow [X_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [X_{123}] \Leftrightarrow [X_{dq0}] = [P]^T [X_{\alpha\beta 0}] = [P]^T [C]^T [X_{123}] \quad (\text{B.5})$$

Desta forma, é possível fazer o obter a matriz rotação, (B.6), e a respetiva transposta (B.7):

$$[D]^T = [P]^T [C]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$[D]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$